
UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID

ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR



TRABAJO FIN DE GRADO

Diseño de antenas de tipo parche para un
transceptor WiMAX basado en el chip
MAX2838

Tutor: Juan Córcoles Ortega

Ponente: José Luis Masa Campos

Autor: XueQing Yu

JULIO 2014

Agradecimientos

En primer lugar dar las gracias a mi tutor, Juan, por toda la ayuda que me ha dado para poder terminar este trabajo fin de grado y todos aquellos conocimientos que me haya podido transmitir.

También a mi ponente, José Luis, a la vez mi profesor de la asignatura de antenas. Porque he aprendido muchas cosas gracias a ti, también por tu disponibilidad para resolver dudas y ayudarme en lo que fuese necesario.

Asimismo, quiero dar las gracias a todos los miembros de RFCAS, especialmente a Pablo, por todas las dudas que me has respondido y la ayuda en el momento de las medidas. Ha sido un placer trabajar a vuestro lado.

Por lo último, también a todos los profesores de la escuela que me han enseñado durante estos años de la carrera.

Resumen

El objetivo de este Trabajo Fin de Grado (TFG) es diseñar dos antenas de tipo parche, una transmisora y otra receptora, ambas de polarización lineal y perpendicular entre sí, en la banda de frecuencia WiMAX, más en concreto a una frecuencia central de 3.6 GHz.

Los elementos radiantes se fabrican en la tecnología conocida como microstrip. La antena está compuesta por el plano de masa, sustrato por encima del plano de masa (en este TFG se utiliza un sustrato cuya constante dieléctrica es 4.1) y el elemento radiante.

Para ello, se ha realizado un estudio para poder diseñar un parche alimentado por una línea microstrip analíticamente en Matlab, posteriormente diseñado y simulado en CST.

Asimismo, se diseñan dos parches a partir del anterior, un transmisor y otro receptor, con las polarizaciones perpendiculares entre sí. Se ubican de forma que puedan conectarse directamente a un transceptor basado en el chip MAX2838.

Teniendo en cuenta el acoplamiento mutuo, se ajustan las dos antenas y se construye. Una vez fabricado las antenas, se pasa a la etapa de medidas de diagrama de radiación y de reflexión en la cámara anecoica. En la última parte del TFG se muestra el resultado obtenido.

Abstract

The goal of this Graduation Thesis is to design two patch antennas, a transmitter and a receiver, both linearly polarized and perpendicular to each other in the WiMAX frequency band, more specifically, the center frequency at 3.6 GHz.

The radiating elements are built in microstrip technology. The antenna consists of the ground plane, the substrate above the ground plane and the radiating element (in this Graduation Thesis a substrate whose dielectric constant is 4.1 is used).

To start with, a study has been carried out to design a patch fed by a microstrip line in Matlab analytically, then designed and simulated in CST.

As well, two patches are designed to have polarizations perpendicular to each other, one transmitter and one receiver. They are located so that they can be connected directly to the MAX2838 chip.

Taking into account the mutual coupling, the two antennas are set and built. Once manufactured the antenna's radiation patterns and reflection coefficients are measured in the anechoic chamber. The result is shown in the last part of the Graduation Thesis.

Lista de palabras clave

Antena

Antena tipo parche

Diseño de parche

List of keywords

Antennas

Patch Antennas

Patch Design

Índices

Índice de contenido

<i>Agradecimientos</i>	1
<i>Resumen</i>	2
<i>Abstract</i>	3
<i>Lista de palabras clave</i>	4
<i>List of keywords</i>	5
<i>Índices</i>	6
1 Introducción	12
1.1 Motivación	13
1.2 Objetivo.....	13
1.3 Estructura de la memoria.....	14
2 Principios Básicos de las antenas	15
2.1 Concepto de antena.....	16
2.1.1 Tipos de antenas.....	16
2.1.2 Banda de frecuencias	17
2.2 Parámetros básicos de una antena en Transmisión	19
2.2.1 Impedancia de entrada.....	19
2.2.2 Intensidad de radiación	19
2.2.3 Diagrama de radiación.....	20
2.2.4 Ganancia directiva y Directividad	22
2.2.5 Ganancia	23
2.2.6 Eficiencia.....	23
2.2.7 Polarización	24
2.2.8 Ancho de banda.....	25
2.3 Parámetros básicos de una antena en Recepción	25
2.3.1 Adaptación.....	25
2.3.2 Vector Longitud Efectiva y Área Equivalente	26
3 Antenas de parche	28
3.1 Conceptos.....	29
3.2 Tipos de alimentación	30
3.2.1 Alimentación con línea microstrip.....	30
3.2.2 Alimentación por sonda coaxial	30
3.3 Métodos de análisis	31
3.3.1 Modelo de cavidad	31

3.3.2	Modelo de línea de transmisión.....	33
3.4	Aumento de ancho de banda.....	35
4	<i>Diseño de los parches</i>	36
4.1	Pasos de diseño.....	37
4.2	Estudio previo	40
4.3	Diseño del parche.....	43
4.4	Simulación	44
4.4.1	Alimentación con línea microstrip.....	44
4.4.2	Alimentación con sonda coaxial	48
5	<i>Integración, Fabricación y Resultado</i>	52
5.1	Integración	53
5.2	Fabricación	55
5.3	Medidas.....	57
5.3.1	Reflexión y acoplos	58
5.3.2	Diagrama de radiación y ganancia.....	59
6	<i>Conclusiones y trabajo futuro</i>	65
6.1	Conclusiones	66
6.2	Trabajo futuro	66
7	<i>Glosario</i>	67
8	<i>Anexos técnicos</i>	69
8.1	Datasheet	70
8.2	Herramientas para las medidas	73
8.2.1	Analizador de redes.....	73
8.2.2	Kit de calibración	74
9	<i>Bibliografía</i>	75

Índice de Figuras

Figura 2-1 Tipos de antenas	16
Figura 2-2 Array bidimensional y array lineal.....	17
Figura 2-3 Haces conmutados y array adaptativo	17
Figura 2-4 Sistema de coordenadas esféricas	20
Figura 2-5 (a) Coordenadas cartesianas (b) Coordenadas polares	21
Figura 2-6 Expresión gráfica de SLL	21
Figura 2-7 Clasificación general de antenas	22
Figura 2-8 Directividad	22
Figura 2-9 Tipos de polarización.....	24
Figura 2-10 Esquema de la antena conectada a una línea de transmisión	25
Figura 2-11 Área de apertura y área equivalente	27
Figura 3-1 Aplicaciones de antena tipo parche	29
Figura 3-2 Formas del parche.....	29
Figura 3-3 Ejemplos de parches	30
Figura 3-4 Parche alimentado por línea microstrip y su equivalencia	30
Figura 3-5 Estructura de la alimentación por sonda coaxial	31
Figura 3-6 Distribución de la carga y la densidad de corriente en el parche microstrip.....	31
Figura 3-7 Densidad en los cuatro planos del parche	32
Figura 3-8 Modos TM para parches rectangulares	33
Figura 3-9 Modelo Línea de transmisión- Circuito equivalente del parche	33
Figura 3-10 Geometría y flujos electromagnéticos	34
Figura 3-11 Aumento de ancho de banda de antena tipo parche	35
Figura 4-1 Parámetros de un parche rectangular	37
Figura 4-2 Forma final del parche rectangular	39
Figura 4-3 Diseño del parche ejemplo.....	41
Figura 4-4 Parámetro S del parche ejemplo.....	41
Figura 4-5 Plano E Comparación de la simulación y el modelo analítico	42
Figura 4-6 Plano H Comparación de la simulación y el modelo analítico	42
Figura 4-7 perspectiva del parche alimentado con línea microstrip.....	44
Figura 4-8 Vista superior del parche	45
Figura 4-9 Parche con conector sma en la entrada.....	45
Figura 4-10 Corte de plano del conector sma	46
Figura 4-11 Parámetro S11 del parche alimentado con línea microstrip	46
Figura 4-12 Diagrama de radiación del plano e del parche alimentado con línea microstrip	47

Figura 4-13 Diagrama de radiación del plano H del parche alimentado con línea microstrip.....	47
Figura 4-14 perspectiva del parche alimentado con línea microstrip.....	48
Figura 4-15 Vista superior del parche	49
Figura 4-16 Corte de plano yz.....	49
Figura 4-17 Parámetro S11 del parche alimentado con sonda coaxial	49
Figura 4-18 Plano E del parche alimentado por sonda coaxial	50
Figura 4-19 Plano H del parche alimentado por sonda coaxial.....	50
Figura 5-1 Transceptor wimax y el esquema de la placa.....	53
Figura 5-2 Esquemático de la alimentación	54
Figura 5-3 Parámetros S de la alimentación.....	54
Figura 5-4 Pista generada con ads.....	55
Figura 5-5 Placa diseñada para las dos antenas.....	55
Figura 5-6 Placa fabricada	55
Figura 5-7 Tamaño real del conector sma.....	56
Figura 5-8 Soldador de punta finas	56
Figura 5-9 Resultado final.....	56
Figura 5-10 Conexión al chip max2838	57
Figura 5-11 Cámara anecoica de la escuela politécnica superior de la uam.....	57
Figura 5-12 Medida de la reflexión comparada con la simulación	58
Figura 5-13 acoplos medidos y simulados de los parches.....	58
Figura 5-14 Definición de los planos	59
Figura 5-15 Colocación de la antena	59
Figura 5-16 Bocina cuya frecuencia de trabajo es hasta 8 GHz.....	60
Figura 5-17 Polarizaciones de la bocina receptora	60
Figura 5-18 Sustitución de la antena.....	61
Figura 5-19 Plano E del parche recto	62
Figura 5-20 Plano H del parche recto.....	62
Figura 5-21 Plano E del parche doblado.....	63
Figura 5-22 Plano H del parche doblado	63
Figura 8-1 Analizador de redes modelo E5071C-2K5	73
Figura 8-2 Kit de calibración Agilent HP 85033E	74

Índice de Tablas

Tabla 2-1 Banda de frecuencias	18
Tabla 2-2 Banda de frecuencias en microondas.....	18
Tabla 2-3 Eficiencia de las antenas.....	23
Tabla 4-1 Especificaciones del ejemplo parche.....	40
Tabla 4-2 Resultado obtenido del ejemplo de referencia.....	40
Tabla 4-3 Valores de los diagramas de radiación del parche ejemplo	43
Tabla 4-4 Información especificada	43
Tabla 4-5 Resultado obtenido para el parche	44
Tabla 4-6 Valores calculados con Linecalc.....	45
Tabla 4-7 Valores de los diagramas de radiación del parche alimentado por microstrip.....	48
Tabla 4-8 Eficiencias del parche alimentado por microstrip	48
Tabla 4-9 Valores de los diagramas de radiación del parche alimentado por sonda coaxial	51
Tabla 4-10 Eficiencias del parche alimentado por sonda coaxial.....	51
Tabla 5-1 Medidas tomadas del transceptor	53
Tabla 5-2 Valores interesados de la ganancia de las antenas	64

1 Introducción

1.1 Motivación

La aparición de WiMAX permite las conexiones inalámbricas entre un transceptor de la estación base y miles de abonados. Los transceptores citados anteriormente juegan un papel importante en la telecomunicación, junto con la necesidad de miniaturización de componentes, por lo que han aparecido transceptores multifuncionales de pequeño tamaño en la industria. Cuando decimos multifunciones, nos referimos a las funciones de la cadena de radiofrecuencia de un transceptor, tales como amplificación de bajo ruido, conversión, filtrado, etc.

Uno de estos transceptores es el MAX2838 del fabricante Maxim, en el cual vienen todas las funcionalidades incorporadas salvo la última etapa, que es lo que se trata de hacer en este TFG: las antenas transmisora y receptora.

1.2 Objetivo

El objetivo de este Trabajo Fin de Grado es construir dos antenas de tipo parche para completar el funcionamiento del transceptor MAX2838, cuya frecuencia central de trabajo es 3.6 GHz. Las dos antenas deben hacer la función de transmitir y recibir señal, es decir, un transmisor y un receptor. Además deben tener la polarización perpendicular entre sí. En este TFG se trabaja con polarización lineal.

Se puede enumerar los objetivos más específicos como los siguientes:

1. Conocer las características básicas de una antena.
2. Diseñar el elemento unitario.
3. Diseñar la red de alimentación.
4. Integración de los elementos

1.3 Estructura de la memoria

El TFG está estructurado de la siguiente manera:

- Parte 1: Introducción

Motivación, objetivos y estructura del TFG.

- Parte 2: Principios básicos de las antenas

Estudio de los conceptos y parámetros básicos de las antenas

- Parte 3: Introducción a las antenas tipo parche, profundizando en las antenas de parche rectangular.

- Modelo de líneas de transmisión

- Modelo de cavidad

- Parte 4: Diseño del parche

Diseño del parche rectangular conformando las condiciones. Se ha desarrollado dos tipos de alimentación:

- Alimentación por línea microstrip

- Alimentación con sonda coaxial

- Parte 5: Integración, fabricación y resultado

Integración de los dos elementos. Los resultados y las medidas obtenidas

2 Principios Básicos de las antenas

2.1 Concepto de antena

Una antena es un dispositivo formado por uno o varios conductores metálicos, capaz de emitir o recibir ondas electromagnéticas. Una antena transmisora convierte voltajes en ondas electromagnéticas, y una receptora realiza la función inversa.

2.1.1 Tipos de antenas

Se suele clasificar las antenas según su estructura, existen tres clases de antenas: antenas de hilo, antenas de apertura y antenas planas.

- **Antenas de hilo:** Aquellas antenas cuyos elementos radiantes son conductores de hilo. La longitud del hilo no suele ser mayor que la longitud de la onda. Las antenas más utilizadas de este tipo son: dipolo y el monopolo vertical.
- **Antenas de apertura:** Aquellas antenas en las que la radiación sale a través de una embocadura. Dentro de este tipo de antenas se incluye [1]:
 - Apertura delimitada por paredes metálicas conductoras: ranuras, bocinas
 - Apertura definida por porción de la superficie frontal plana en la que los campos de la onda colimada por aquella toma valores significativos: lentes y reflectores.
- **Antenas planas:** Aquellas antenas cuyo elemento radiante es bidimensional, suele ser rectangular o circular. Requiere muy poco espacio, por esta razón es empleado en la telefonía móvil.



FIGURA 2-1 TIPOS DE ANTENAS

Por otro lado, se puede agrupar las antenas de forma que actúen como una única antena, formando así un array de antenas. La agrupación de antenas puede ser lineal, plana o en 3D. En la siguiente figura se muestran unos ejemplos:

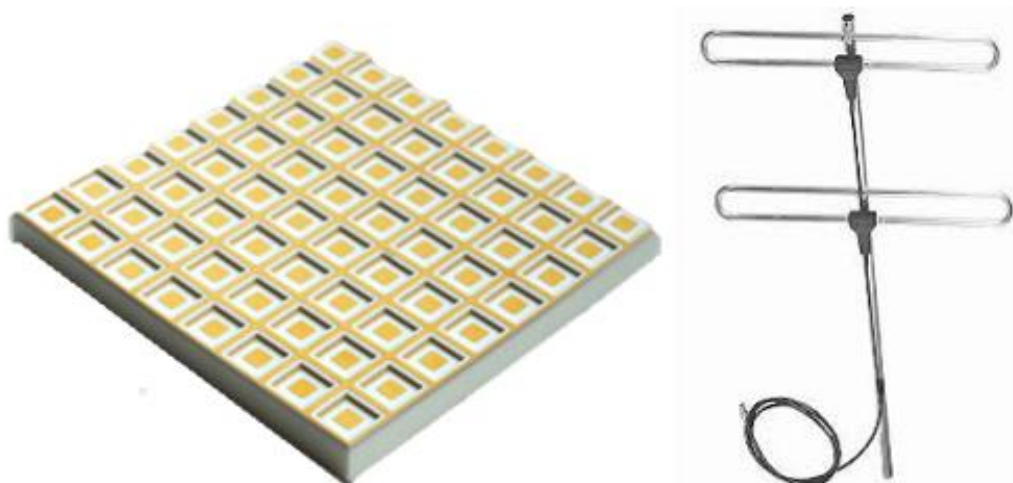


FIGURA 2-2 ARRAY BIDIMENSIONAL Y ARRAY LINEAL

El array de antenas facilita al diseño de las antenas inteligentes, son aquellas antenas que se puede reconfigurar su diagrama de radiación mediante conformación de haz en función del entorno, así obteniendo una mayor eficiencia. En la siguiente figura se muestra la comparativa entre haces conmutados y array adaptativo [1].

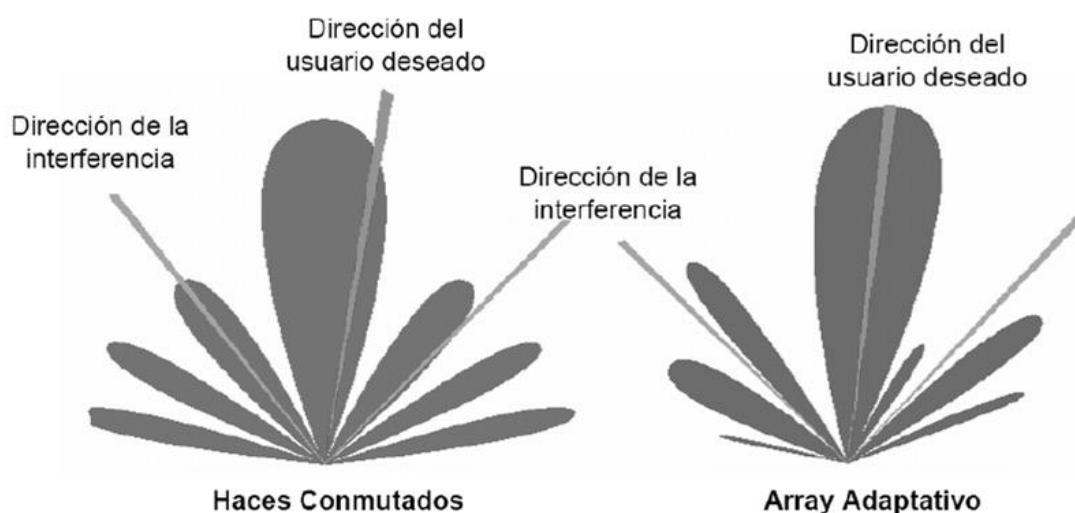


FIGURA 2-3 HACES CONMUTADOS Y ARRAY ADAPTATIVO

2.1.2 Banda de frecuencias

En radiocomunicaciones se usan diferentes intervalos de frecuencias de espectro electromagnético para distintos usos. La designación está regulada por la Unión Internacional de Telecomunicaciones. En la Tabla 2-1 se puede ver la distribución de bandas de frecuencias.

Características de transmisión en las distintas bandas de frecuencias						
	Bandas	Capacidad	Atenuación	Cobertura	Coste Equipos	Usos Típicos
Baja Frecuencia	VLF, LF (3-300 KHz)	Baja	Baja	Amplia	Bajo	Radionavegación, emergencias, policía, comunicaciones militares, radio
Frecuencias Medias y Altas	MF, HF (300 KHz-30 MHz)	Media	Media	Media	Bajo	Radio, radioaficionados
Frecuencias Muy Altas	VHF, UHF (30MHz-1 GHz)	Media-Alta	Alta	Media	Medio	Televisión, radio, comunicaciones móviles
Microondas	1 GHz-30 GHz	Alta	Alta	Reducida	Alto	Comunicaciones móviles, satélite, radioenlaces, redes de datos inalámbricas
Milimétricas	30 – 300 GHz	Muy Alta	Muy Alta	Muy Reducida	Muy Alto	Radioastronomía, investigación

TABLA 2-1 BANDA DE FRECUENCIAS

Siendo la longitud de onda en el espacio libre:

$$\lambda_0 = \frac{C_0}{f} \quad (2.1)$$

Donde C_0 es la velocidad de la luz en el vacío.

A las ondas de frecuencias pertenecientes al intervalo de 1 GHz a 300 GHz se les llaman microondas. Para las microondas existe una subdivisión por el amplio uso en la actualidad. En la siguiente tabla se muestra dicha subdivisión:

BANDA	FRECUENCIA	LONG. DE ONDA
L	1-2 GHz	30-15 cm
S	2-4 GHz	15-7,5 cm
C	4-8 GHz	7,5-3,75 cm
X	8-12,4 GHz	3,75-2,42 cm
Ku	12,4-18 GHz	2,42-1,66 cm
K	18-26,5 GHz	1,66-1,11 cm
Ka	26,5-40 GHz	11,1-7,5 mm
mm	40-300 GHz	7,5-1 mm

TABLA 2-2 BANDA DE FRECUENCIAS EN MICROONDAS

También se puede clasificar banda de frecuencia por aplicación:

- Radio difusión
- Radio afición
- Televisión
- Uso libre por el público

2.2 Parámetros básicos de una antena en Transmisión

Para describir las características de una antena existen varios parámetros básicos. Pueden ser medidos y definidos de acuerdo con el standard del IEEE 145-1973, y algunos de ellos están relacionados entre sí. [2]

2.2.1 Impedancia de entrada

La impedancia de entrada se puede expresar como la impedancia que presenta la antena, o también la relación entre la tensión y la corriente entre los terminales. Suele ser un valor complejo expresado de la siguiente manera:

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (2.2)$$

Siendo $Z_A = \text{Impedancia de la antena}$

$R_A = \text{Resistencia de la antena (Parte real)}$

$X_A = \text{Reactancia de la antena (Parte imaginaria)}$

La parte resistiva representa la disipación, se puede descomponer en dos componentes, una de radiación y otra de pérdida por disipación de calor:

$$R_A = R_r + R_L \quad (2.3)$$

De esta manera, también se puede descomponer la potencia como potencia radiada por la antena y potencia disipada:

$$P_R = \frac{1}{2} |I_0|^2 R_r \quad (2.4)$$

$$P_L = \frac{1}{2} |I_0|^2 R_L \quad (2.5)$$

Siendo I_0 la corriente que entra a la antena, de esta manera, la potencia radiada por la antena queda en función de la resistencia de radiación y de la corriente entre sus terminales.

Por otro lado, si a una determinada frecuencia la reactancia de la antena es nula, se dice que la antena es resonante a esa frecuencia.

2.2.2 Intensidad de radiación

Cuando se diseña una antena, una característica importante es la capacidad de radiar potencia en una dirección determinada, es decir, la capacidad de concentrar la energía en ciertas direcciones. Es necesario tener una referencia para medir dicha capacidad. De los sistemas de referencias existentes, el más utilizado es el de coordenadas esféricas, definido por los vectores unitarios \hat{r} , $\hat{\theta}$ y $\hat{\phi}$, así formando la base ortogonal, tal como se muestra en la Figura 2-4.

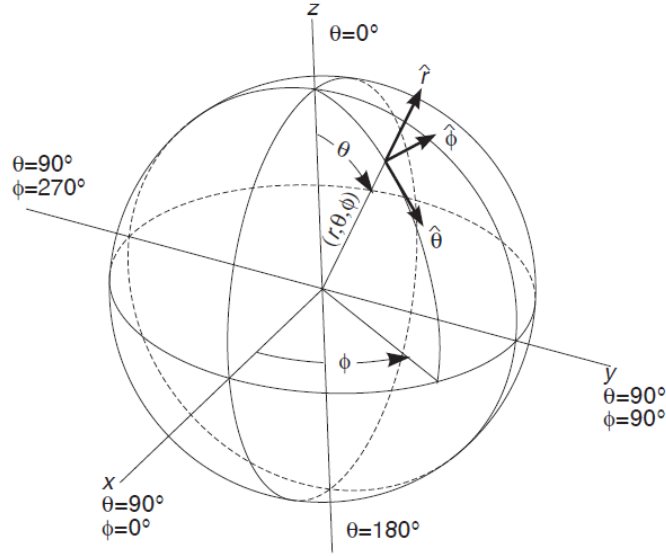


FIGURA 2-4 SISTEMA DE COORDENADAS ESFÉRICAS

La onda electromagnética se compone de un campo eléctrico \vec{E} y uno magnético \vec{H} , ambos ligados por las ecuaciones de Maxwell. A partir la obtención de ambos se puede obtener la densidad de flujo por unidad de superficie de la siguiente manera:

$$\langle \vec{S}(r, \theta, \varphi) \rangle = \frac{1}{2} \cdot \text{Re}[\vec{E} \times \vec{H}^*] \quad (2.6)$$

Y también se puede obtener la densidad de potencia radiada mediante:

$$\langle \vec{S}(r, \theta, \varphi) \rangle = \frac{|E_\theta|^2 + |E_\varphi|^2}{2\eta_0} \quad (2.7)$$

Donde E_θ, E_φ son componentes transversales de campo eléctrico en la dirección de interés, η es la impedancia característica del medio.

La intensidad de radiación en una determinada dirección es la potencia radiada por unidad de ángulo sólido, sus unidades son vatios por estereorradián. En el campo lejano se encuentra independiente de la distancia a la que se encuentre la antena, y se expresa como:

$$U(\theta, \varphi) = \langle \vec{S}(r, \theta, \varphi) \rangle r^2 \quad (2.8)$$

Si se integra la densidad de potencia en una superficie esférica que encierre a la antena se obtiene la potencia total radiada por la antena [1]:

$$P_r = \iint_s U(\theta, \varphi) d\Lambda \quad (2.9)$$

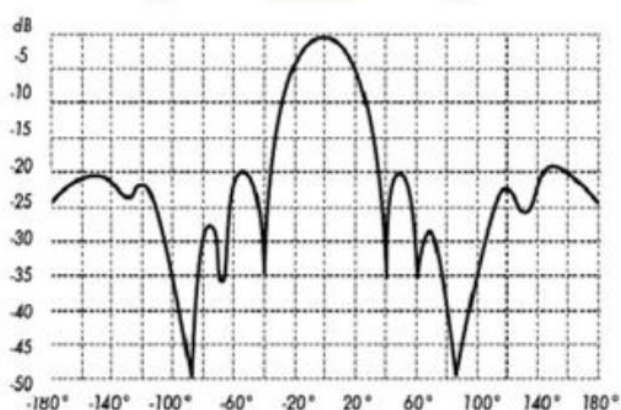
2.2.3 Diagrama de radiación

El diagrama de radiación es una representación gráfica de las características de la radiación de una antena en función de las coordenadas espaciales. Lo más habitual es representar la intensidad de radiación, aunque también se puede encontrar diagramas de polarización y de fase.

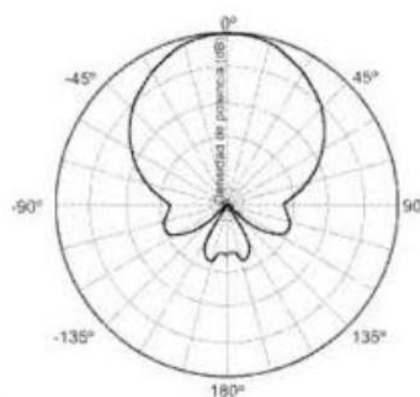
El diagrama de radiación está definido en regiones de campo lejano, aquello que está a distancias de la antena superiores a $\frac{2D^2}{\lambda_0}$, donde λ_0 es la longitud de onda y D es la dimensión de la antena.

El diagrama de radiación es tridimensional, también se puede representar en cortes de planos, es decir, en 2D. Para representar el diagrama en 2D se puede usar:

- Coordenadas Cartesianas: representando la variable angular en el eje de abscisas y la magnitud en el eje de ordenadas. Figura 2-5a
- Coordenadas Polares: representa la forma de la radiación en el espacio, asimismo una visualización clara de la distribución de potencia en todas las direcciones. Figura 2-5b



a. Coordenadas Cartesianas



b. Coordenadas Polares

FIGURA 2-5 (A) COORDENADAS CARTESIANAS (B) COORDENADAS POLARES

Gracias al diagrama de radiación, podemos visualizar claramente la relación que hay entre el valor máximo del lóbulo principal y el valor máximo del lóbulo secundario (SLL), tal como se expresa en la siguiente figura:

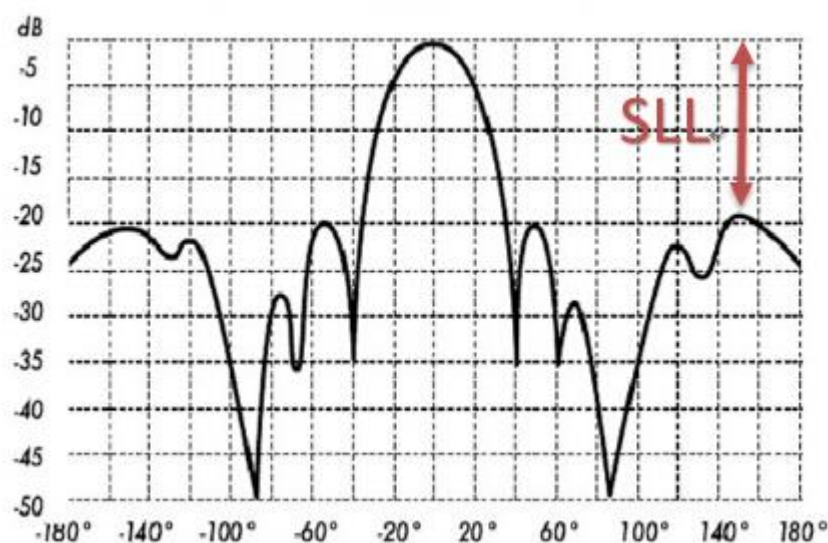


FIGURA 2-6 EXPRESIÓN GRÁFICA DE SLL

También se puede hacer una idea del ancho de haz a -3 dB (BW_{-3dB}), que es la anchura que hay entre puntos de potencia mitad del lóbulo principal.

Atendiendo al diagrama de radiación, se puede hacer una clasificación general de los tipos de antenas según la forma de radiación y de la directividad:

- Antena isotrópica: aquella antena que radia con la misma densidad en todas las direcciones
- Antena omnidireccional: Direccional en un plano e isotrópica en el otro.
- Antena directiva: antena capaz de concentrar la mayor parte de la energía radiada en una determinada dirección.

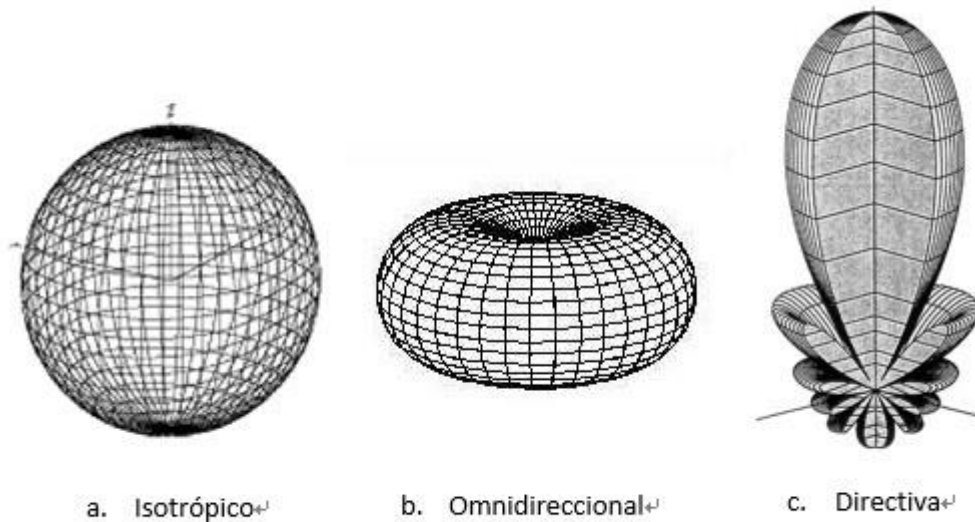


FIGURA 2-7 CLASIFICACIÓN GENERAL DE ANTENAS

2.2.4 Ganancia directiva y Directividad

La ganancia directiva se define como la relación entre la intensidad de radiación de la antena en cada dirección del espacio y la de una antena isotrópica con la misma potencia total.

$$D(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_{iso}} = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{rad}} = 4\pi \frac{\langle \vec{S}(r, \theta, \varphi) \rangle r^2}{P_{rad}} \quad (2.10)$$

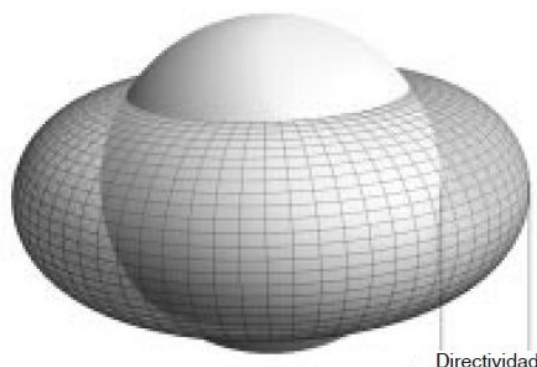


FIGURA 2-8 DIRECTIVIDAD

Mientras que la directividad (D_0) de una antena es la relación entre la intensidad en la dirección de máxima radiación y la intensidad de radiación de una antena isotrópica que radia con la misma potencia total. [1]

$$D_0 = D(\theta_0, \varphi_0) \quad (2.11)$$

Donde θ_0 y φ_0 son ángulos donde se produce la máxima radiación.

2.2.5 Ganancia

Un parámetro muy relacionado con la directividad es la ganancia de la antena, es la relación entre la intensidad de radiación de la antena y la de una antena isotrópica que recibe la misma potencia entregada P_{ent} en todas las direcciones del espacio.

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{ent}} \quad (2.12)$$

De misma manera, G_0 es el valor de la ganancia de potencia en la dirección de máxima radiación.

$$G_0 = G(\theta_0, \varphi_0) \quad (2.13)$$

2.2.6 Eficiencia

La eficiencia total o el rendimiento de una antena es la relación entre la potencia radiada y la potencia entregada a la antena. Operando con las ecuaciones de la directividad y de la ganancia, la eficiencia se puede expresar como:

$$\xi_{tot} = \frac{P_{rad}}{P_{ent}} = \frac{G_0}{D_0} \quad (2.14)$$

Se puede deducir de la formula anterior lo siguiente:

$$G(\theta, \varphi) = \xi_{tot} \cdot D(\theta, \varphi) \quad (2.15)$$

Cada tipo de la antena tiene un valor típico de eficiencia distinto, como se muestra en la siguiente tabla:

Tipos de Antena	Eficiencia (Valor típico)
Dipolos	90%
Bocinas	90%
Parches	80%
Arrays impresos	70%
Reflectores	65%

TABLA 2-3 EFICIENCIA DE LAS ANTENAS

En esta eficiencia total se evalúa todas las posibles pérdidas de la antena:

$$\xi_{tot} = \xi_{adap} \cdot \xi_{dis,c} \cdot \xi_{dis,d} \quad (2.16)$$

Donde:

$$\xi_{adap} = \text{Eficiencia de adaptación}$$

$$\xi_{dis,c} = \text{Eficiencia de conductores}$$

$$\xi_{dis,d} = \text{Eficiencia de dieléctricos}$$

Los efectos de las pérdidas en la antena se pueden agrupar, se le llama eficiencia de radiación:

$$\xi_{rad} = \xi_{dis,c} \cdot \xi_{dis,d} \quad (2.17)$$

2.2.7 Polarización

La polarización del campo radiado por una antena es la figura geométrica que traza el campo eléctrico al variar el tiempo en una determinada dirección. El campo eléctrico en el dominio de tiempo y del espacio se puede expresar como:

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \vec{E}_\theta(\vec{r}, t) + \vec{E}_\phi(\vec{r}, t) \quad (2.18)$$

El campo \vec{E} también se puede expresar como contribución de dos componentes ortogonales entre sí: componente copolar (CP) y contrapolar (XP), también se les llaman la componente deseada y la indeseada.

$$\vec{E}(r, \theta, \phi) = E_{cp}(r, \theta, \phi)\hat{u}_{cp} + E_{xp}(r, \theta, \phi)\hat{u}_{xp} \quad (2.19)$$

La variación de dirección del campo y su sentido de giro traza una figura visto por un observador desde la antena, así es definido el tipo de polarización. Existen varios tipos:

- Polarización lineal: El campo proyectado sobre el plano de observador es una recta
- Polarización circular: El extremo del campo proyectado sobre el plano del observador se mueve sobre una circunferencia.
- Polarización elíptica: El extremo del campo proyectado sobre el plano del observador se mueve sobre una elipse. Es el caso cuando la relación axial cumple: $1 < AR(\theta, \phi) < \infty$

Siendo

$$AR(\theta, \phi) = \left| \frac{|E_{RHCP}(\theta, \phi)| + |E_{LHCP}(\theta, \phi)|}{|E_{RHCP}(\theta, \phi)| - |E_{LHCP}(\theta, \phi)|} \right| \quad (2.20)$$

Donde RHCP son componentes θ, ϕ en circular a derechas y LHCP a izquierdas.

En la siguiente figura se muestra distintos tipos de polarizaciones [3]:

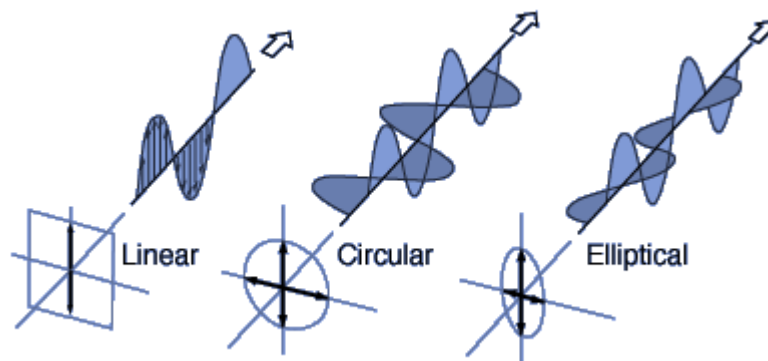


FIGURA 2-9 TIPOS DE POLARIZACIÓN

2.2.8 Ancho de banda

Es el margen de frecuencias en el cual los parámetros de la antena cumplen unas determinadas restricciones. Se puede definir un ancho de banda de impedancia, de polarización, de ganancia, etc. La expresión del ancho de banda relativo viene dada por:

$$BW = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_0} \quad (2.21)$$

Donde f_{max} y f_{min} son frecuencias máximas y mínimas que acotan el ancho de banda y f_0 es la frecuencia central.

2.3 Parámetros básicos de una antena en Recepción

La antena receptora actúa como un sensor que interacciona con la onda incidente y con el receptor, su principal función es transportar y transferir la potencia al receptor. [4]

2.3.1 Adaptación

Una antena puede estar en modo transmisión o en modo recepción, pero la impedancia de la antena para los dos modos de operación es la misma.

En recepción la antena puede estar unida a una línea de transmisión o directamente al receptor. [2]

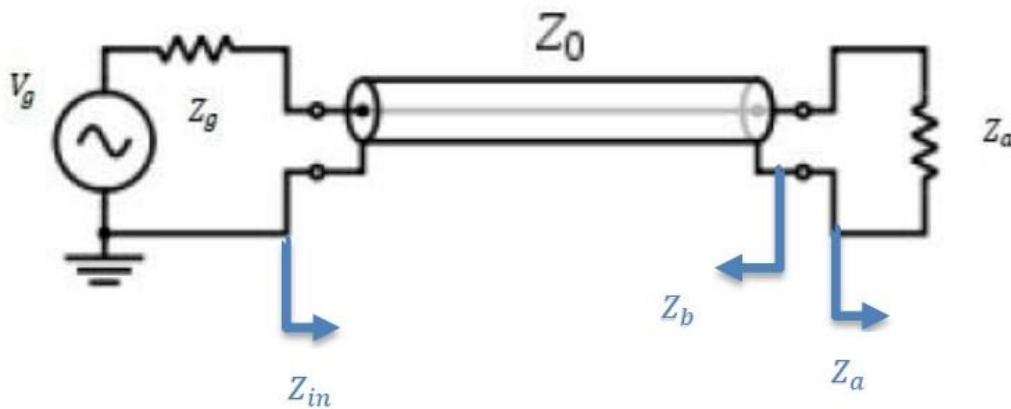


FIGURA 2-10 ESQUEMA DE LA ANTENA CONECTADA A UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN

En la figura, donde Z_a representa la impedancia de la antena, y Z_g la impedancia del generador V_g .

Donde

$$Z_a = R_A + jX_A \quad (2.22)$$

$$Z_g = R_g + jX_g \quad (2.23)$$

Si forzamos a que la impedancia característica de la línea Z_0 sea igual que Z_a entonces Z_{in} también es igual a Z_a .

Para maximizar la potencia transmitida, se exige que la impedancia de la antena Z_{in} sea la compleja conjugada de la impedancia del generador Z_g , es decir, el coeficiente de adaptación (Γ) debe ser real:

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_g^*}{Z_{in} + Z_g} \quad (2.24)$$

El coeficiente de reflexión ρ determina la relación entre la onda incidente y la reflejada, viene dado por:

$$\rho = \frac{Z_a - Z_0}{Z_a + Z_0} \quad (2.25)$$

Hay que distinguir de esta situación con la de cuando existe la adaptación, ya que la inexistencia de la onda reflejada no necesariamente implica la máxima transferencia de potencia. [5]

En el caso de que se produzca la adaptación de impedancias entre carga y generador, la potencia entregada es la misma que la potencia disponible del generador:

$$P_{in} = \frac{|V_G|^2}{8R_g} = P_{dg} \quad (2.26)$$

En el caso contrario la potencia entregada viene dada por:

$$P_{in} = P_{dg}(1 - |\Gamma|^2) \quad (2.27)$$

Un caso particular es cuando Z_a , Z_{in} y Z_0 son reales e iguales, en esta situación se produce la máxima transferencia de potencia hacia la carga y la ausencia de onda reflejada.

2.3.2 Vector Longitud Efectiva y Área Equivalente

La longitud efectiva de una antena, ya sea una antena de apertura o lineal, es un parámetro que se utiliza para determinar el voltaje inducido en los terminales de circuito abierto de la antena cuando hay una onda incidente. Viene dado por:

$$V_{oc} = E^i l_e \quad (2.28)$$

Donde: V_{oc} = Voltaje en los terminales circuito abierto de antena

E^i = Campo eléctrico incidente

l_e = Vector de longitud efectiva

De esta manera, puede definirse como la relación entre la magnitud del voltaje en los terminales de circuito abierto de la antena y la magnitud del campo eléctrico incidente en la dirección de la polarización de la antena.

En las secciones anteriores la antena ha sido tratada como una antena transmisora, aunque algunos conceptos como la directividad y ganancia son igualmente válidos. Sin embargo en este apartado se considera como una antena receptora.

El área equivalente se define como la relación entre la potencia disponible en bornes de antena y la densidad de potencia de la onda incidente procedente de la antena transmisora situada a una distancia R . Viene dada por:

$$A_{e,RX} = \frac{P_{dRX}}{|\langle \vec{S}_{TX}(R, \theta, \varphi) \rangle|} = \frac{\lambda_0^2}{4\pi} G_{RX}(\theta, \varphi) \quad (2.29)$$

Esta definición se basa en la suposición de la adaptación perfecta de impedancias y pérdidas nulas por desacoplo de polarización entre la antena receptora y la onda incidente procedente de la antena transmisora. Como se ve, no depende de la distancia entre la antena transmisora y la receptora.

Otro concepto de la antena receptora es área de apertura A_{aper} , es la superficie útil de la antena para recibir onda incidente. En la siguiente figura se muestra la diferencia entre A_{aper} y A_e . [1]

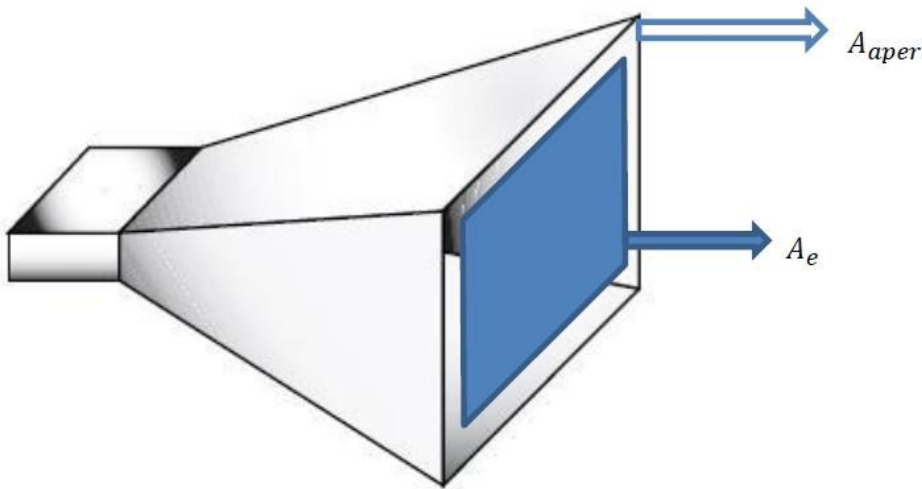


FIGURA 2-11 ÁREA DE APERTURA Y ÁREA EQUIVALENTE

En realidad, el área equivalente depende de tres factores, el área de apertura definido anteriormente, la eficiencia de apertura (ζ_{aper}), se define como la porción de área física de antena utilizada para captar onda incidente, y la eficiencia de radiación (ζ_{rad}), que evalúa las pérdidas disipadas. De esta manera, cuando la onda incidente es máxima, es decir, cuando A_e es igual al A_{aper} , la ecuación (2.29) se puede igualar a:

$$A_{e,RX}^{max} = \frac{\lambda_0^2}{4\pi} G_0 = \zeta_{aper} \cdot \zeta_{rad} \cdot A_{aper} \quad (2.30)$$

3 Antenas de parche

3.1 Conceptos

Las antenas de tipo parche son antenas planas fabricadas sobre tecnología de circuito impreso. Debido a su configuración planar y fácil integración, este tipo de antenas se suelen usar como elementos unitarios de un array. La forma y dimensiones se calculan para que el parche disipe la potencia en forma de radiación y suelen tener los espesores entre un rango de $0.005\lambda_0$ y $0.2\lambda_0$. Su estructura se basa en:

- Parche metálico de dimensiones comparables a la longitud de onda
- Sustrato dieléctrico
- Plano de masa

Se usa en multitud de aplicaciones tales como telefonía móvil, redes inalámbricas, radar, comunación por satélite, etc.



Satélite IOV de Galileo



Antena de estación base

FIGURA 3-1 APLICACIONES DE ANTENA TIPO PARCHÉ

Las antenas tipo parche se clasifican según la forma. Las más habituales son los parches rectangulares y circulares, también se puede encontrar en forma de anillo, triangular u otros más irregulares. En las siguientes figuras se muestran las posibles formas de la antena tipo parche:

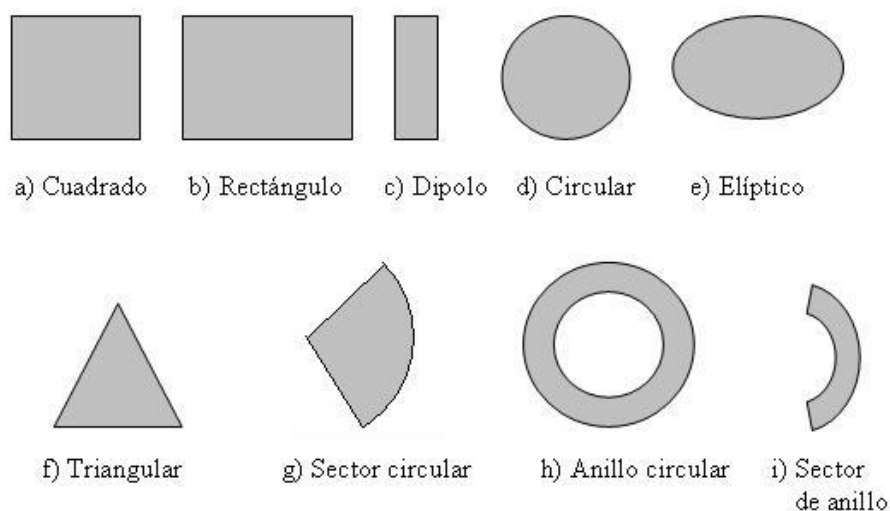


FIGURA 3-2 FORMAS DEL PARCHÉ

Ejemplos reales de las antenas tipo parche:

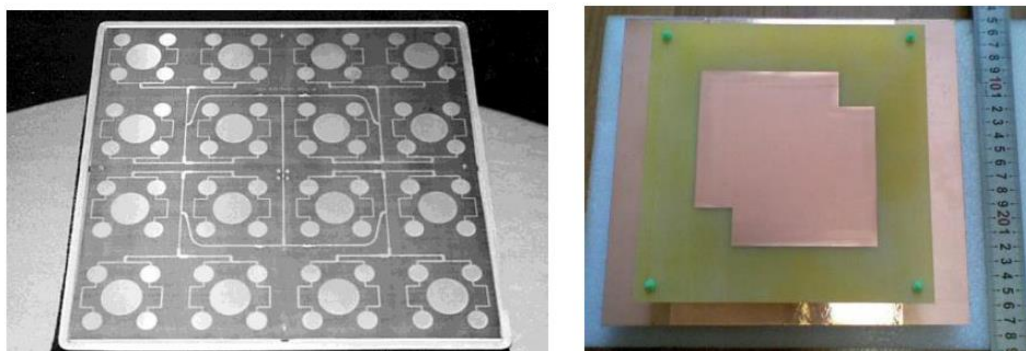


FIGURA 3-3 EJEMPLOS DE PARCHES

3.2 Tipos de alimentación

Existen varias formas de alimentar la antena tipo parche: mediante línea microstrip, mediante sonda coaxial, alimentación por proximidad o apertura, etc. Entre ellas las más habituales son las dos primeras, que se explicará más detalladamente en este TFG.

3.2.1 Alimentación con línea microstrip

Consiste en alimentar la antena parche con una línea microstrip. Normalmente la anchura de la línea microstrip es relativamente pequeña a la del parche. En la siguiente figura se muestra el modelo y su circuito equivalente:

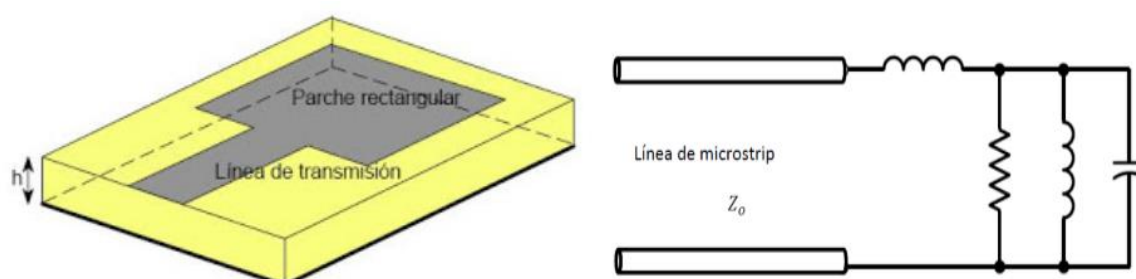


FIGURA 3-4 PARCHES ALIMENTADO POR LÍNEA MICROSTRIP Y SU EQUIVALENCIA

Este tipo de alimentación es fácil de fabricar y medir, sin embargo, también tiene sus desventajas: la línea de alimentación produce una radiación espúrea, tiene ancho de banda limitado: entre 2% y 5%.

3.2.2 Alimentación por sonda coaxial

Otra forma de alimentar el parche es mediante sonda coaxial. Se conecta el conductor interior al parche radiante y el conductor exterior a la masa. Se muestra la estructura en la siguiente figura:

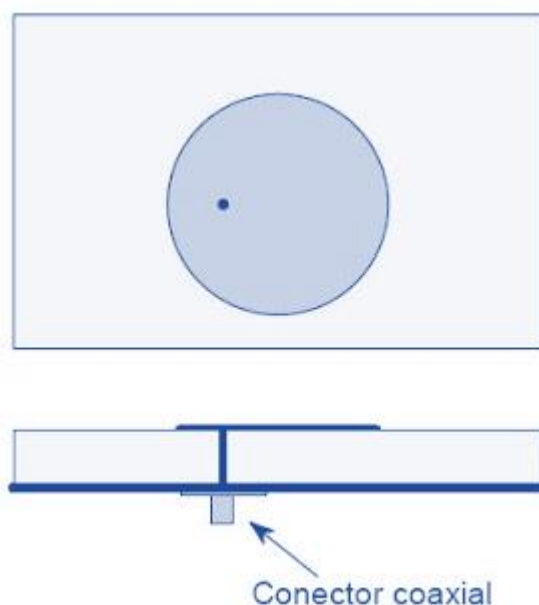


FIGURA 3-5 ESTRUCTURA DE LA ALIMENTACIÓN POR Sonda COAXIAL

El circuito equivalente es el mismo que el de anterior solo que carece de la línea de transmisión. Se caracteriza en la simple fabricación y poco ancho de banda igual que el caso anterior. Sin embargo, hay que tener en cuenta otro factor a la hora de diseñar: cuando el grosor del sustrato aumenta es difícil de adaptar debido a la radiación espúrea del conector coaxial.

3.3 Métodos de análisis

Entre todos los métodos de análisis, los más habituales son: el modelo de línea de transmisión y el modelo de cavidad. El modelo de línea de transmisión es el más simple que proporciona una buena percepción física, pero menos preciso y es más difícil a la hora de modelar de acoplamiento. En comparación, el modelo de la cavidad es más precisa, pero al mismo tiempo más complejo. Sin embargo, también es bastante difícil de modelar el acoplamiento [6].

Puesto que en este TFG se desarrolla un parche rectangular, solamente se explica los métodos de análisis del parche rectangular.

3.3.1 Modelo de cavidad

Cuando se excita el parche microstrip, una distribución de carga se establece en las superficies superior e inferior del parche, así como en la superficie de la tierra, como se indica la figura siguiente [6]:

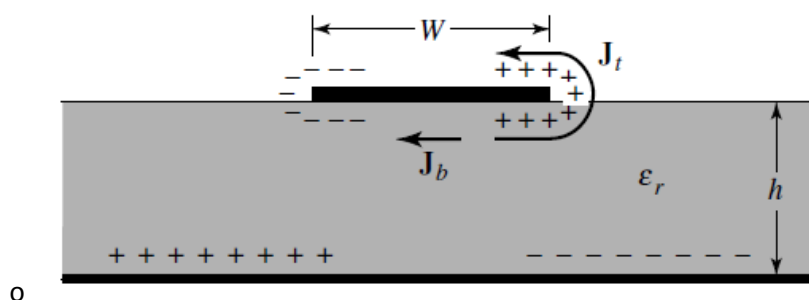


FIGURA 3-6 DISTRIBUCIÓN DE LA CARGA Y LA DENSIDAD DE CORRIENTE EN EL PARCHE MICROSTRIP

Los movimientos de las cargas producen flujos de corriente en las superficies superior e inferior del parche J_t y J_b respectivamente. Puesto que en los casos más prácticos la anchura del parche es mucho mayor que el grosor del sustrato, es decir, $h \ll W$, entonces el flujo de corriente se mantiene por debajo del parche salvo una pequeña corriente que fluye alrededor de los bordes del parche. En el caso extremo, ésta corriente sería cero si seguimos disminuyendo la relación h/W , por lo que la J_b no aporta nada a la radiación del parche y se ajusta a cero a partir de ahora.

Se modela la radiación del parche a través de las cuatro ranuras definidas entre los cuatro bordes del parche y el plano de masa. Se define una densidad de corriente magnética para cada ranura M_s , que es la única corriente no nula bajo las suposiciones anteriores.

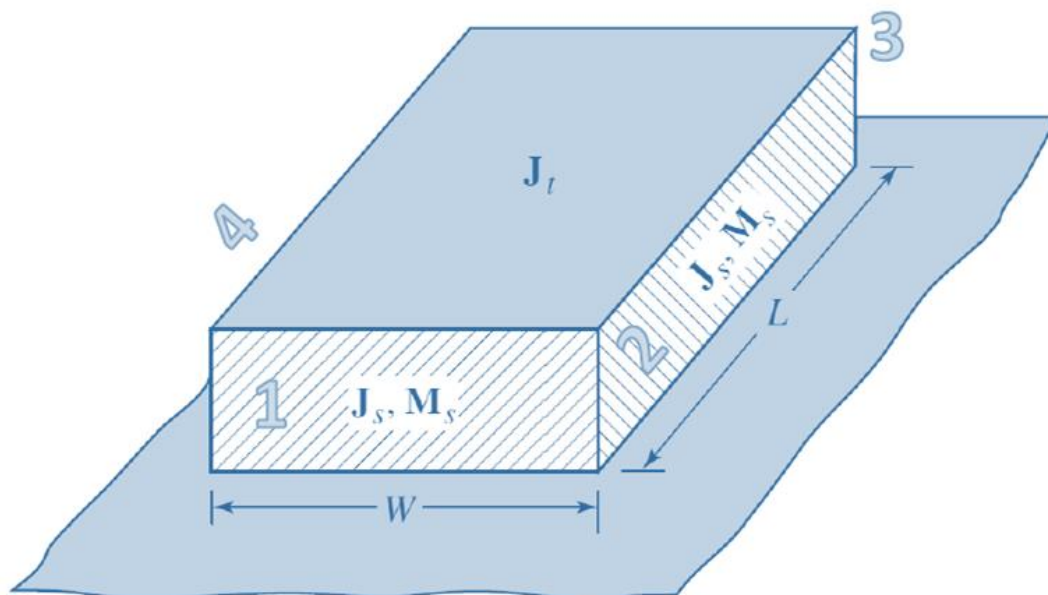


FIGURA 3-7 DENSIDAD EN LOS CUATRO PLANOS DEL PARCHE

Sin embargo, solo dos de las cuatro ranuras radian, ya que la densidad de corriente magnética de las otras dos ranuras se cancela. Por ejemplo en la Figura 3-7 solo las ranuras 1 y 3 radian, mientras que la 2 y 4 cancelan su densidad de corriente magnética. De esta manera, la densidad magnética se puede expresar como:

$$M_s = -2\hat{n} \times E_a \quad (3.1)$$

En la cavidad formada por dos paredes eléctricas (el parche, el plano de masa) y las cuatro ranuras, se pueden definir modos resonantes, que tendrán unos campos en el interior dieléctrico del parche. En esta cavidad solo puede haber modos TM. El modo fundamental es TM_{010} . En la siguiente figura se representan varios modos TM [6]:

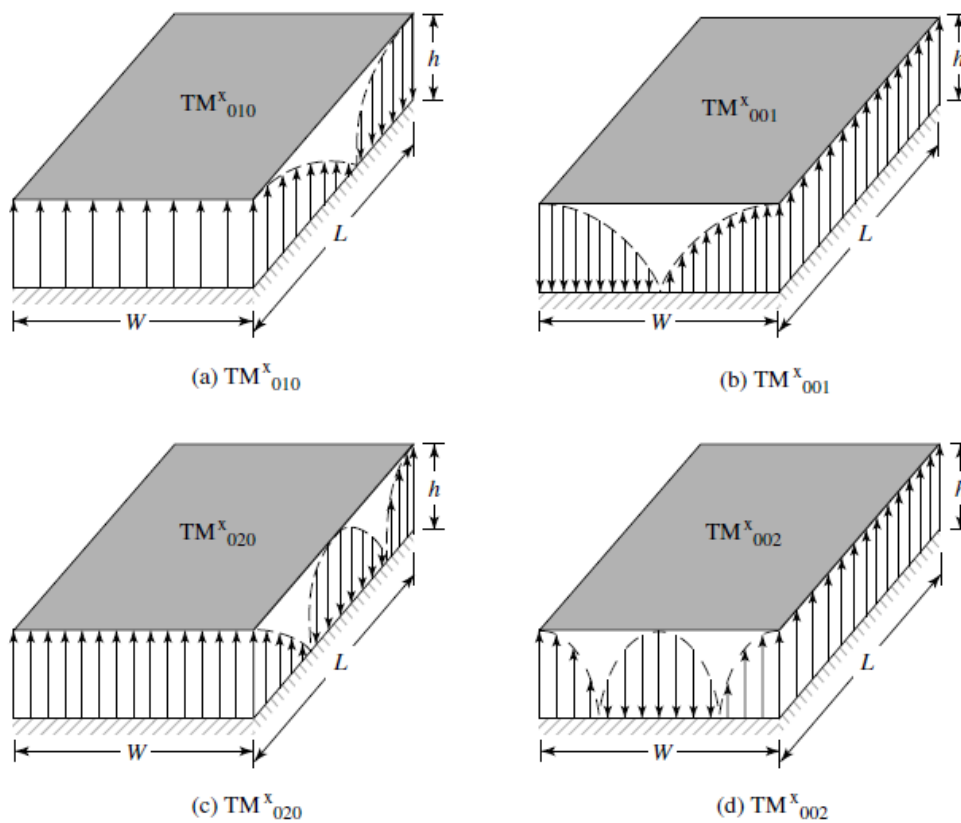


FIGURA 3-8 MODOS TM PARA PARCHES RECTANGULARES

3.3.2 Modelo de línea de transmisión

En la sección 3.3.1 se ha mostrado que un parche microstrip se puede modelar como dos ranuras de altura h y anchura W , separadas a una distancia L . En esta sección se modela como una línea de transmisión de admitancia característica $Y_{o,parche}$ terminada en las ranuras radiantes 1 y 3 (cuyo circuito equivalente es una conductancia G y una capacitancia C). Su circuito equivalente en esquemático se puede representar como [1]:

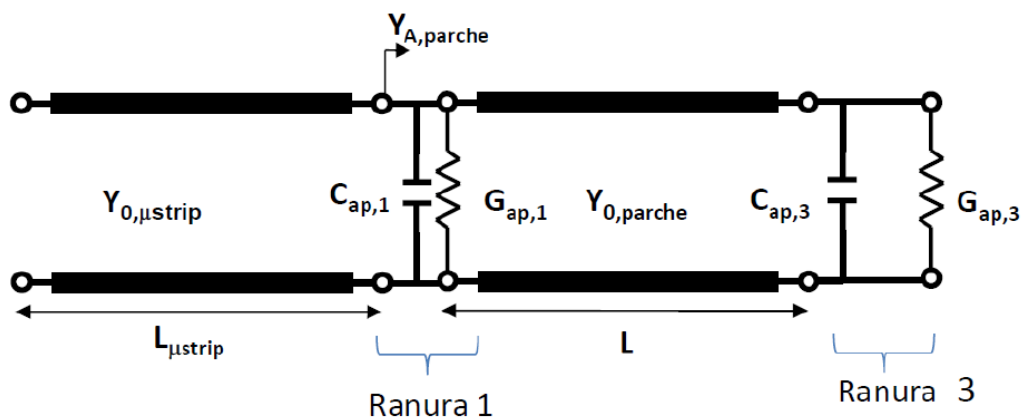


FIGURA 3-9 MODELO LÍNEA DE TRANSMISIÓN- CIRCUITO EQUIVALENTE DEL PARCHE

Donde la asignación de número de ranura es la misma de la Figura 3-7.

Debido a que la dimensión del parche no es infinita y las líneas de campo no son totalmente cerradas, se produce el efecto de bordes, este efecto hace que el parche parece más amplio eléctricamente comparando con la dimensión física. [7]

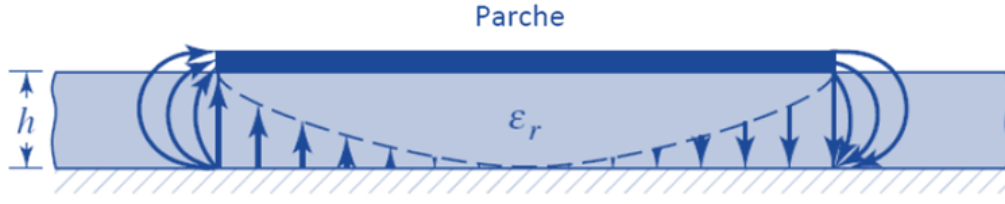
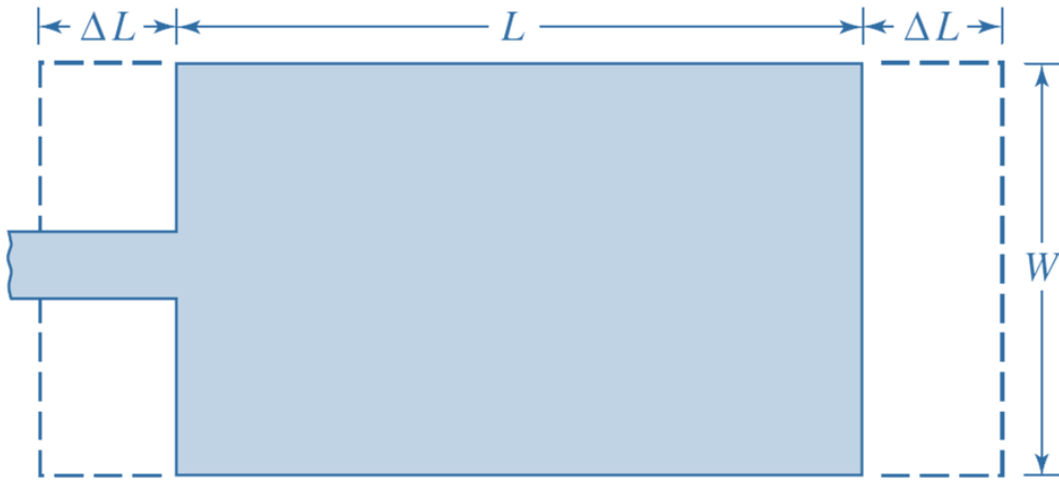


FIGURA 3-10 GEOMETRÍA Y FLUJOS ELECTROMAGNÉTICOS

Dado que algunas de las ondas viajan en el sustrato y algunos en el aire, además del sustrato de constante ϵ_r , el parche también tiene constante ϵ_0 . Por ello se define la constante dieléctrica efectiva $\epsilon_{r,efec}$ que contempla el efecto de ambos sustratos. En el caso de que $W > h$, la constante dieléctrica efectiva viene dada por:

$$\epsilon_{r,efec} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (3.2)$$

Puesto que el campo no queda totalmente confinado en los bordes del parche, hay un parámetro que tiene en cuenta de este efecto: La longitud efectiva (L_{efec}), es la longitud física del parche con una pequeña extensión (ΔL) en cada extremo, como se indica la siguiente figura:



La expresión analítica viene dada por:

$$L_{efec} = L + 2 \cdot \Delta L \quad (3.3)$$

ΔL depende de $\epsilon_{r,efec}$ y la relación $\frac{W}{h}$, y se expresa como:

$$\Delta L = 0.412 \cdot h \cdot \frac{(\epsilon_{r,efec} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{r,efec} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad (3.4)$$

3.4 Aumento de ancho de banda

En varias ocasiones se ha hablado de la limitación del ancho de banda de la antena tipo parche. En muchos casos prácticos se necesita un ancho de banda mayor, para conseguirlo, se puede aumentar el volumen de la antena.

Una de las opciones, es aumentar el grosor del sustrato, aunque esto conlleva a otros problemas tal como radiación espúrea.

Otro método para aumentar el ancho de banda es introducir otro parche resonante a una frecuencia muy próxima aplicado habitualmente en parches alimentado por sonda coaxial o líneas microstrip. Normalmente se separan los dos parches mediante aire tal como se muestra en la figura siguiente:

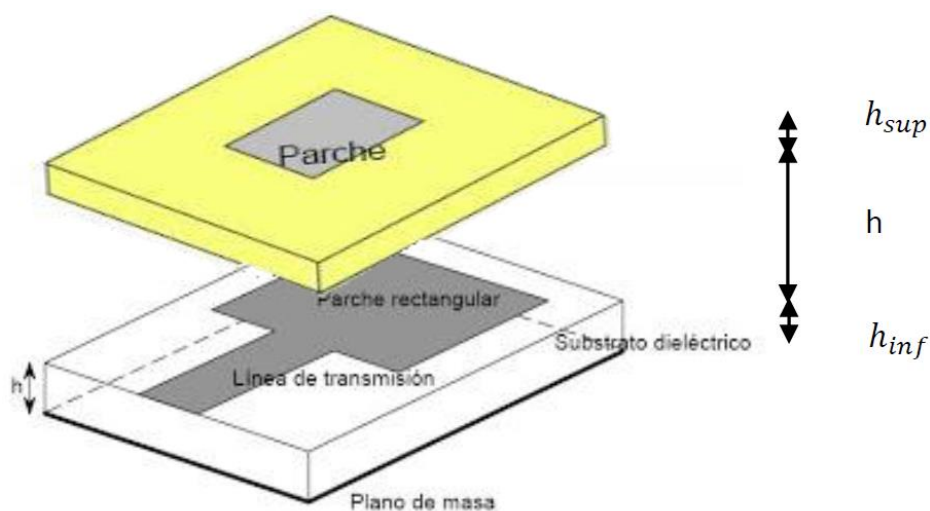


FIGURA 3-11 AUMENTO DE ANCHO DE BANDA DE ANTENA TIPO PARCHE

4 Diseño de los parches

En esta sección se explica todos los detalles acerca del diseño de una antena de parche, transmisora y receptora. Primero se explica los pasos de diseño y un ejemplo para verificar el funcionamiento del código desarrollado. En segundo lugar, se muestra en detalle el diseño de un parche para banda WiMAX que posteriormente se empleará como antena transmisora y receptora.

4.1 Pasos de diseño

Para diseñar una antena tipo parche, se ha de especificar la frecuencia de resonancia, la constante dieléctrica y el grosor del sustrato. El procedimiento, basado en los dos modelos de análisis vistos en el capítulo anterior, es el siguiente:

1. Determinar la anchura del parche usando la siguiente fórmula:

$$W = \frac{\lambda_0}{2} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (4.1)$$

Donde λ_0 es la longitud de onda, viene dada por:

$$\lambda_0 = \frac{c_0}{f_r} \quad (4.2)$$

Siendo c_0 la velocidad de luz en el espacio libre y f_r la frecuencia de resonancia.

2. Determinar la constante dieléctrica efectiva $\epsilon_{r,efec}$ utilizando la ecuación (3.2).
3. Hallar la extensión de longitud ΔL usando la ecuación (3.4)
4. Se obtiene la longitud efectiva L_{efec} resolviendo la ecuación siguiente:

$$L_{efec} = \frac{v_0}{2f_r \sqrt{\epsilon_{r,efec}}} \quad (4.3)$$

5. Finalmente se obtiene la longitud de parche L usando la ecuación (3.3).

Hasta aquí se han obtenido todas las medidas necesarias de un parche rectangular, tal como se ilustra en la siguiente figura:

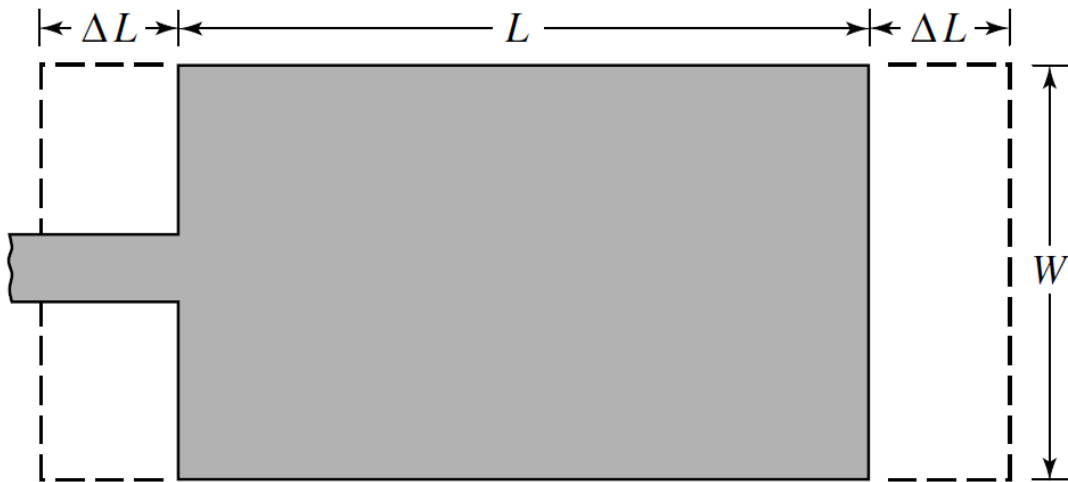


FIGURA 4-1 PARÁMETROS DE UN PARCH RECTANGULAR

En segundo lugar, se halla la conductancia mencionada en la sección 3.3.2.

$$G_1 = \frac{I_1}{120\pi^2} \quad (4.4)$$

Donde:

$$I_1 = \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos(\theta)\right)}{\cos(\theta)} \right]^2 \sin^3 \theta d\theta \quad (4.5)$$

Siendo k_0 el número de onda:

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} \quad (4.6)$$

Un efecto importante es la conductancia mutua que produce entre las dos ranuras (G_{12}), se puede calcular dicho término mediante:

$$G_{12} = \frac{I_{12}}{120\pi^2} \quad (4.7)$$

Donde:

$$I_{12} = \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos(\theta)\right)}{\cos(\theta)} \right]^2 J_0(k_0 L \sin(\theta)) \sin^3 \theta d\theta \quad (4.8)$$

Siendo J_0 la función de Bessel de orden cero.

Con las conductancias obtenidas se puede hallar la resistencia de entrada, se define de la siguiente manera:

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \quad (4.9)$$

Además, se puede calcular la resistencia para cada punto del parche utilizando:

$$R_{in}(y = y_0) = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right) \quad (4.10)$$

Donde y_0 es la posición donde se desea calcular el valor de la resistencia.

Después de obtener la posición y_0 con la impedancia deseada, el parche pasa a tener la siguiente forma:

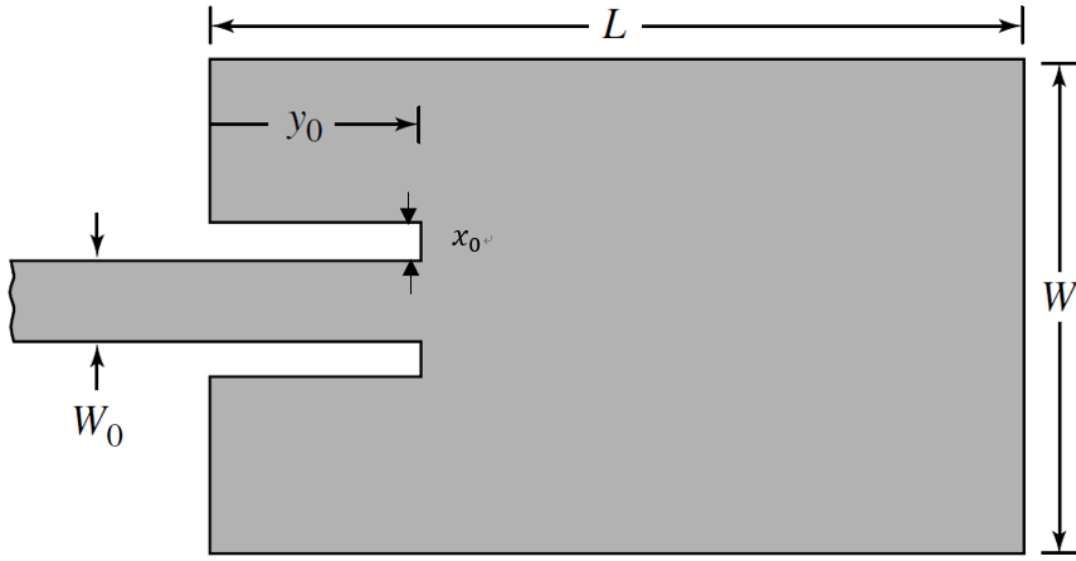


FIGURA 4-2 FORMA FINAL DEL PARCHE RECTANGULAR

Puesto que el valor de x_0 no se ha especificado en el libro, siempre ha de tomar un valor muy pequeño ($x_0 \ll \lambda_0$).

Por lo último, se hace una estimación de la directividad y del campo radiado. La forma de calcular la directividad es la siguiente:

$$D = \left(\frac{2\pi W}{\lambda_0} \right)^2 \frac{\pi}{I_2} \quad (4.11)$$

Siendo

$$I_2 = \int_0^\pi \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos(\theta)\right)}{\cos(\theta)} \right]^2 \sin^3 \theta \cos^2\left(\frac{k_0 L_{efec}}{2} \sin\theta \sin\varphi\right) d\theta d\varphi \quad (4.12)$$

Para un parche situado en el plano YZ, la expresión del campo eléctrico radiado por las dos ranuras en el campo lejano para una masa infinita es:

Para el plano E ($\theta = 90^\circ, 0^\circ \leq \varphi \leq 90^\circ, 270^\circ \leq \varphi \leq 360^\circ$):

$$E_\theta = j \frac{k_0 W V_0 e^{-jk_0 r}}{\pi r} \left\{ \frac{\sin\left(\frac{k_0 h}{2} \cos\varphi\right)}{\frac{k_0 h}{2} \cos\varphi} \right\} \cos\left(\frac{k_0 L_{efec}}{2} \sin\varphi\right) \quad (4.13)$$

Para el plano H ($\varphi = 0^\circ, 0^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$):

$$E_\varphi = j \frac{k_0 W V_0 e^{-jk_0 r}}{\pi r} \left\{ \sin\theta \frac{\sin\left(\frac{k_0 h}{2} \sin\theta\right) \sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right)}{\frac{k_0 h}{2} \sin\theta \frac{k_0 W}{2} \cos\theta} \right\} \quad (4.14)$$

4.2 Estudio previo

El diseño y la estructura del parche se basan en [6]. Para diseñar los parches se ha desarrollado todos los cálculos necesarios en código Matlab.

Antes de comenzar a diseñar el parche para un transceptor WiMAX, se ha tomado un ejemplo del libro de referencia para ver el funcionamiento del código.

Los datos especificados son los siguientes:

Frecuencia de resonancia	10 GHz
Constante dieléctrica	2.2
Grosor del sustrato	0.1588 cm
Tan δ	0
Espacio	$\lambda_0/100$

TABLA 4-1 ESPECIFICACIONES DEL EJEMPLO PARCHÉ

Se requiere encontrar el punto cuya impedancia sea 50 Ω .

Los resultados obtenidos son:

Anchura parche	1.1859 cm
Longitud parche	0.9061 cm
Longitud efectiva	1.0683 cm
Impedancia de entrada	228.41 Ω
y0	0.3126 cm
Directividad	7.3146 dBi

TABLA 4-2 RESULTADO OBTENIDO DEL EJEMPLO DE REFERENCIA

Se comprueba que los resultados son coherentes con los del libro, y se arranca la primera simulación en CST.

La figura trazada en CST es la siguiente, se ha situado el parche en el plano YZ, igual al libro de referencia:

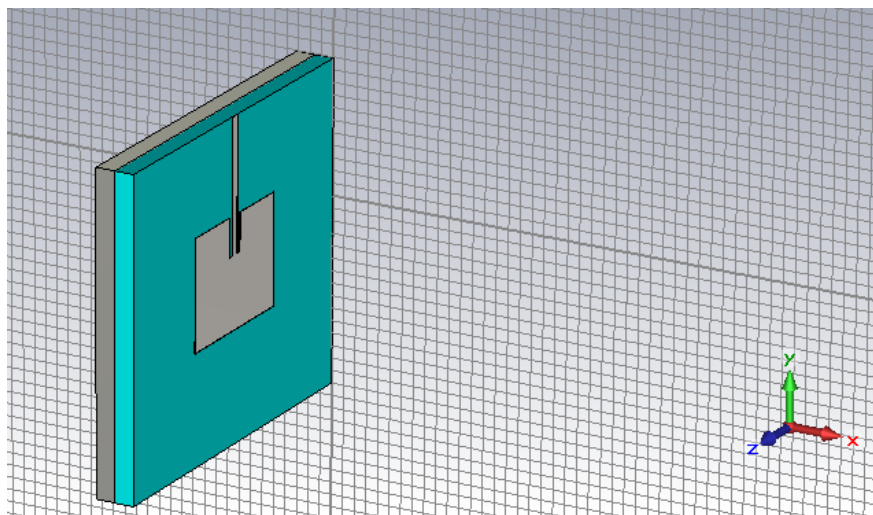


FIGURA 4-3 DISEÑO DEL PARCH EJEEMPLO

Se simula con un plano de masa infinito, tras simular el parámetro S_{11} , que coincide con la adaptación en este caso, el resultado es el siguiente:

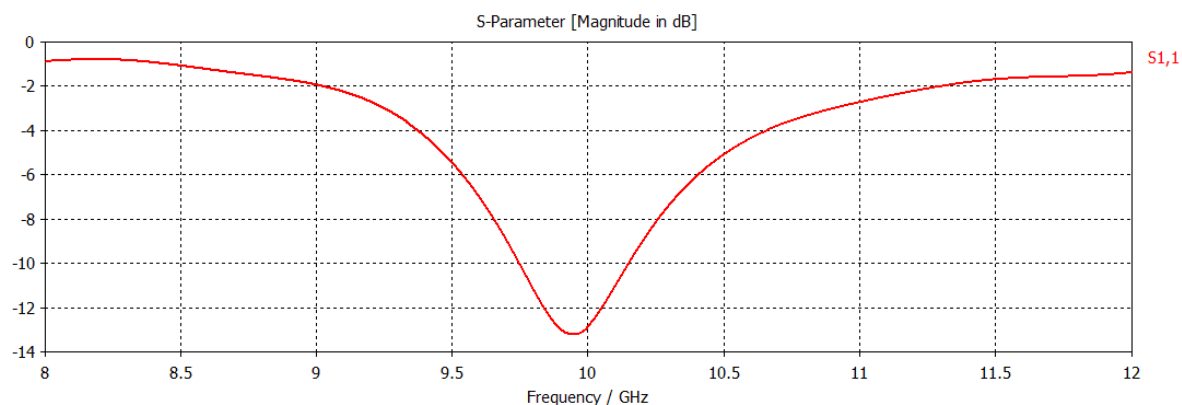
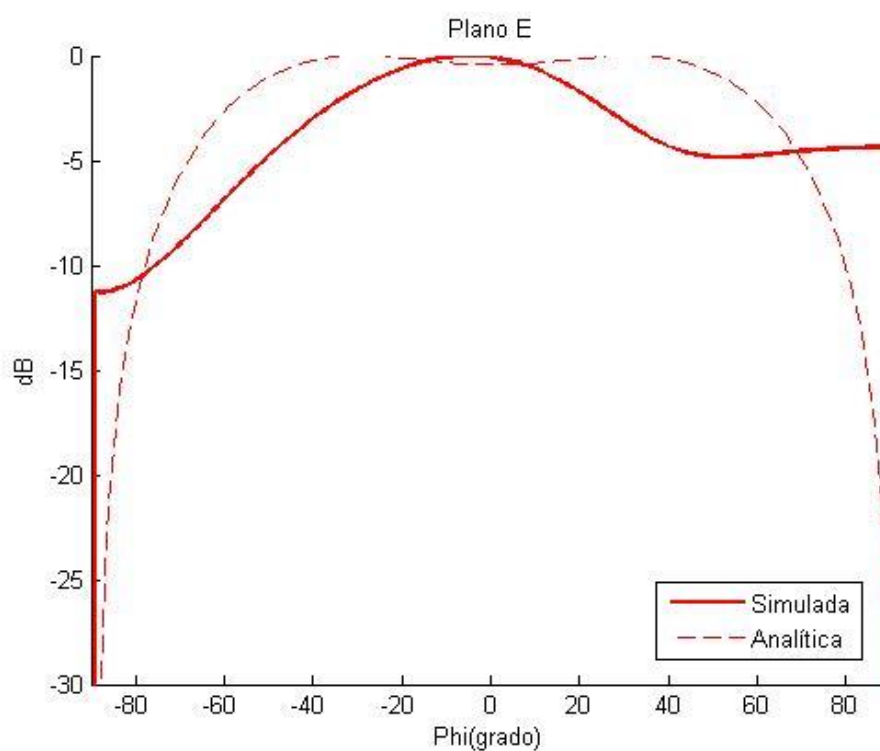


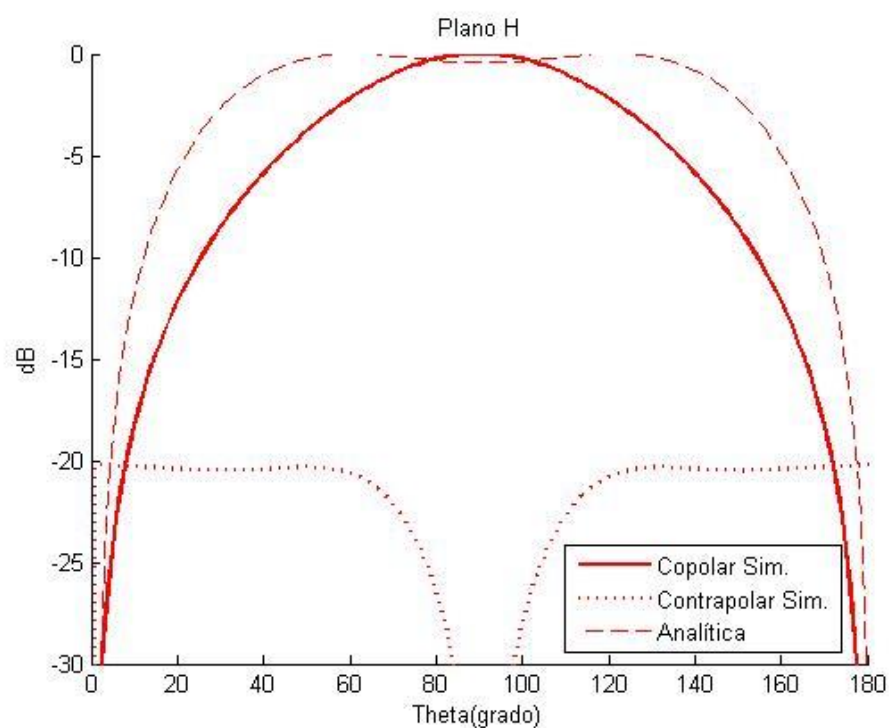
FIGURA 4-4 PARÁMETRO S DEL PARCH EJEEMPLO

Se produce una pequeña desviación de frecuencia de resonancia, para corregir esta desviación se puede hacer resonar el parche a una frecuencia mayor que la frecuencia requerida.

Los diagramas de radiación normalizados del parche se muestran en las siguientes figuras:

Plano E (variando ϕ , $\theta=90^\circ$)**FIGURA 4-5 PLANO E COMPARACIÓN DE LA SIMULACIÓN Y EL MODELO ANALÍTICO**

El nivel de la componente contrapolar está por debajo de -150 dB, para visualizar mejor el diagrama no se ha mostrado en la figura Figura 4-5.

Plano H (variando θ , $\phi=0^\circ$)**FIGURA 4-6 PLANO H COMPARACIÓN DE LA SIMULACIÓN Y EL MODELO ANALÍTICO**

Puesto que los diagramas están normalizados, en la tabla siguiente se muestran los valores significativos de la simulación:

Planos	Plano E		Plano H	
Componentes	Copolar	Contrapolar	Copolar	Contrapolar
Ganancia del lóbulo principal (dB)	7.6	-149,9	7.5	-12.7
Dirección de máximo apuntamiento (°)	354	344	90	180
SLL (dB)	-4.4	-15	-	-
BW_{-3dB} (°)	68.8	66.4	70.5	72.7
Eficiencia de radiación	96.99%			
Eficiencia total	90.3%			

TABLA 4-3 VALORES DE LOS DIAGRAMAS DE RADIACIÓN DEL PARCH EJEEMPLO

Comparando con la ganancia del modelo analítico, que es 7.3 dB, el resultado obtenido es coherente.

Debido a la existencia de un plano de masa infinito, el parche posee una radiación hacia atrás nula. (la parte que coincide con: para $\theta = 90^\circ, 90^\circ \leq \varphi \leq 270^\circ$ y $\varphi = 0^\circ, -180^\circ \leq \theta \leq 0^\circ$).

4.3 Diseño del parche

Para este TFG se ha especificado la frecuencia de resonancia en WiMAX, que es 3.6 GHz. También se conocen la constante dieléctrica y el grosor del sustrato disponible en la Escuela Politécnica Superior (UAM). Se realiza el mismo proceso que el caso anterior. Los datos conocidos son:

Frecuencia de resonancia	3.6 GHz
Nombre de sustrato	FR4
Constante dieléctrica	4.1
Grosor del sustrato	1.58 mm
Grosor de pista	0.035 mm
Tan δ	0.01
Espacio	$\lambda_0/100$

TABLA 4-4 INFORMACIÓN ESPECIFICADA

A parte, se disponen los conectores SMA [9] [10] cuya impedancia es calculada mediante la siguiente fórmula:

$$Z_{coaxial} = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \log \frac{D}{d} \quad (4.15)$$

Donde D y d (Ver anexos) son el diámetro exterior e interior del conector SMA, y ϵ_r es la constante dieléctrica de teflón:

$$Z_{coaxial} = \frac{138}{\sqrt{2}} \log \frac{4.08 \text{ mm}}{1.26 \text{ mm}} = 49.8 \approx 50 \Omega \quad (4.16)$$

Para simplificar el diseño, se busca la posición cuya impedancia sea igual que la de conector, es decir, 50Ω . El resultado obtenido es el siguiente:

Anchura parche	2.6093 cm
Longitud parche	2.0111 cm
Longitud efectiva	2.1575 cm
Impedancia de entrada	228.41 Ω
y0	0.7345 cm
Directividad	6.1671 dB

TABLA 4-5 RESULTADO OBTENIDO PARA EL PARCHE

Se puede observar que las magnitudes se han aumentado respecto al ejemplo de la sección 4.2 debido a la frecuencia de resonancia: Cuanto más baja es la frecuencia de trabajo, mayor dimensión tendrá la antena parche.

4.4 Simulación

Como se ha explicado en la sección 3.2, hay varias formas para alimentar una antena tipo parche. En este TFG se han desarrollado dos de ellas: con línea de microstrip y sonda coaxial. Para ambos diseños se ha colocado el parche en el plano XZ.

4.4.1 Alimentación con línea microstrip

Las simulaciones se hacen con el programa CST, primero se dibuja la estructura del parche con las medidas obtenidas previamente.

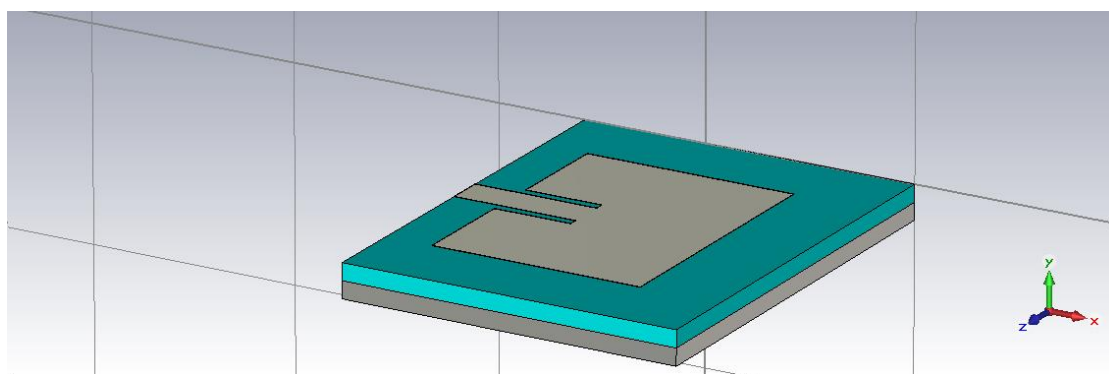


FIGURA 4-7 PERSPECTIVA DEL PARCHE ALIMENTADO CON LÍNEA MICROSTRIP

Tal como se muestra en la Figura 4-7, el parche y el plano de masa son de material PEC (Perfect Electric Conductor) y la capa intermedia es sustrato FR-4 con $\tan \delta = 0.01$.

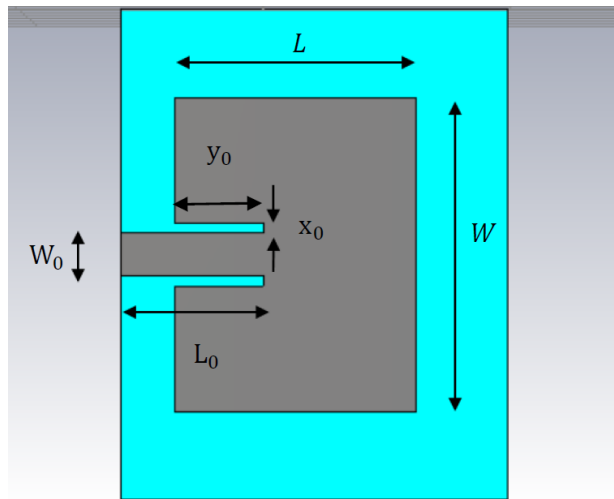


FIGURA 4-8 VISTA SUPERIOR DEL PARCHÉ

Las variables W_0 y L_0 son la anchura y la longitud de la línea de alimentación respectivamente, calculadas con la herramienta Linecalc. En este caso los valores tomados son:

Anchura de la pista (W_0)	3.484640 mm
Longitud de la pista (L_0)	11.640800 mm
Espacio (x_0)	$\lambda_0/100$ mm

TABLA 4-6 VALORES CALCULADOS CON LINECALC

Para poder simular, ha de definirse un puerto donde excitar el campo, en este caso se ha simulado un conector SMA de acuerdo con las medidas proporcionadas de la hoja de datos [9]. También se ha simulado un pequeño volumen metálico para asegurar el contacto entre el conector y la pista.

El diseño queda de la siguiente manera:

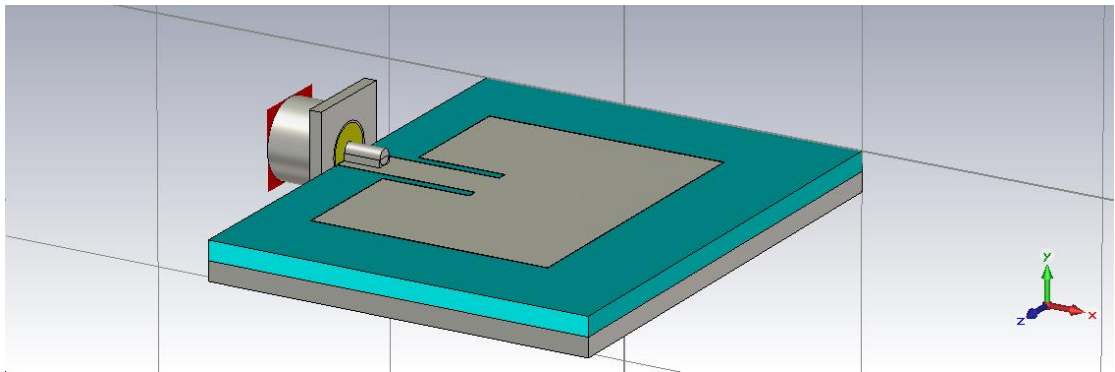


FIGURA 4-9 PARCHÉ CON CONECTOR SMA EN LA ENTRADA

Para asegurar de que no haya cortocircuito se hace un corte del plano XY como se ilustra en la siguiente figura:

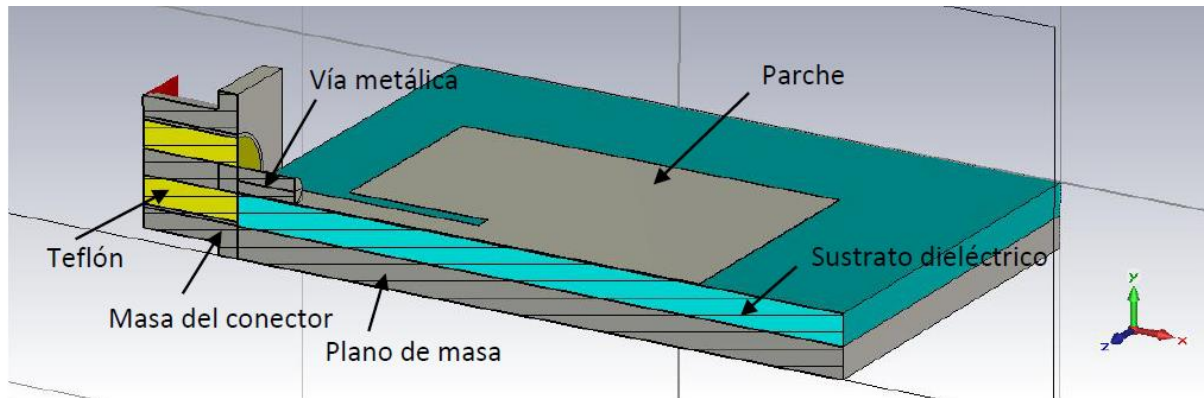


FIGURA 4-10 CORTE DE PLANO DEL CONECTOR SMA

En la Figura 4-10 se presenta con detalle la estructura: la vía metálica del conector se conecta al parche, asegurando el contacto entre ellos con un trozo de metal que hace la misma función que la soldadura. Ésta vía metálica es cubierta por el dieléctrico teflón. En la capa exterior del conector se encuentra con la masa, que se queda totalmente en contacto con el plano de masa.

Se simula con un mallado fino, tras ajustar a la frecuencia de resonancia y realizar una optimización, el resultado es el siguiente:

Parámetro S11:

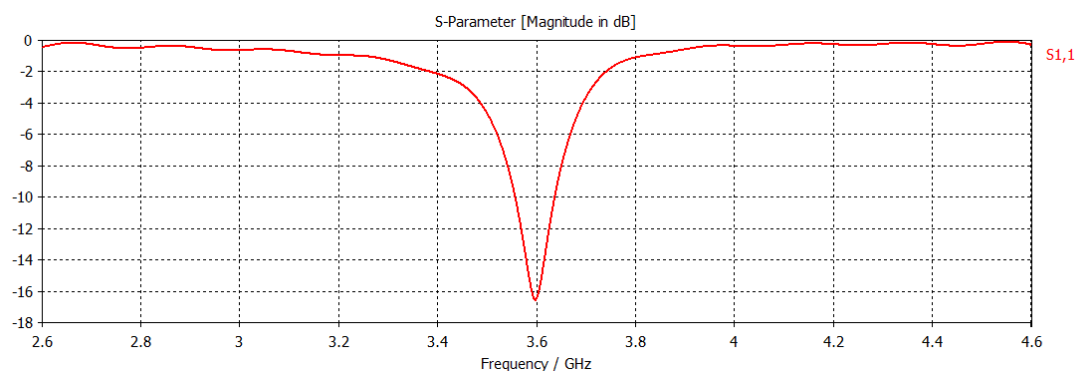


FIGURA 4-11 PARÁMETRO S11 DEL PARCHÉ ALIMENTADO CON LÍNEA MICROSTRIP

A continuación se muestran los diagramas de radiación normalizados:

Plano E (variando ϕ , $\theta=90^\circ$):

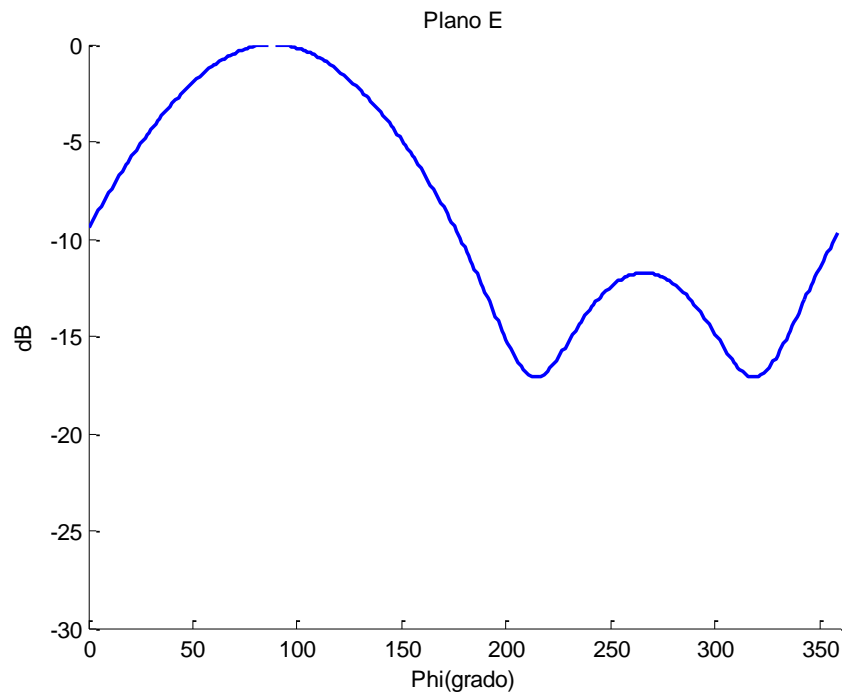


FIGURA 4-12 DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL PLANO E DEL PARCHÉ ALIMENTADO CON LÍNEA MICROSTRIP

La componente contrapolar del diagrama anterior está por debajo de -130 dB, para una mejor visualización no se ha mostrado en la figura.

Plano H (variando θ , $\phi=90^\circ$):

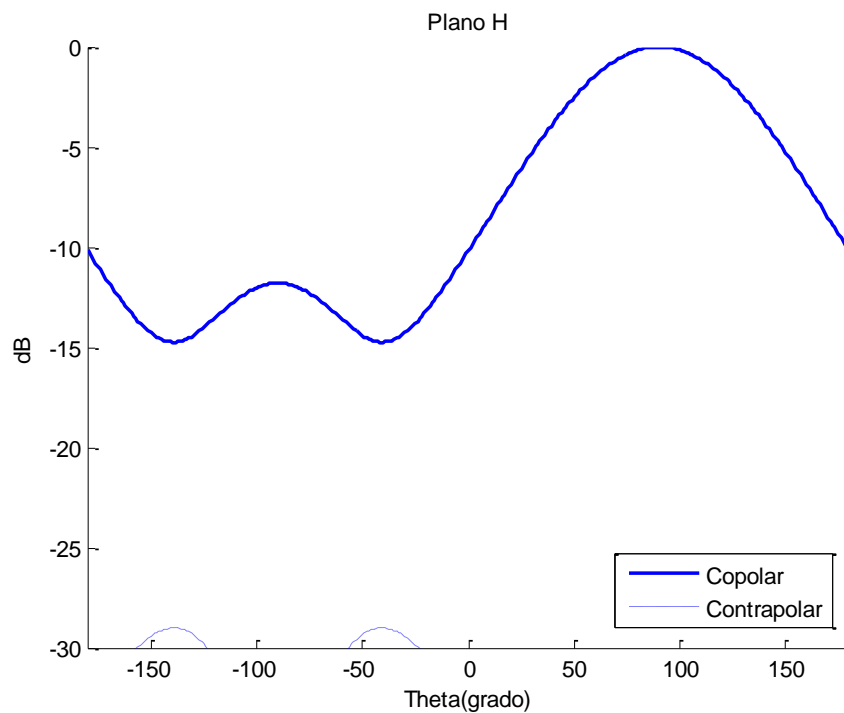


FIGURA 4-13 DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL PLANO H DEL PARCHÉ ALIMENTADO CON LÍNEA MICROSTRIP

El nivel de la componente de contrapolar está por debajo de -25 dB por lo que sólo se aprecian los picos.

Puesto que los diagramas están normalizados, se ha hecho una tabla con los valores más representativos:

Planos	Plano E		Plano H	
Componentes	Copolar	Contrapolar	Copolar	Contrapolar
Ganancia del lóbulo principal (dB)	5	-126.9	5	-24
Dirección de máximo apuntamiento (°)	88	121	90	41
SLL (dB)	-11.8	-10.1	-11.8	-
BW_{-3dB} (°)	95.4	95.1	87.7	57.1

TABLA 4-7 VALORES DE LOS DIAGRAMAS DE RADIACIÓN DEL PARCHÉ ALIMENTADO POR MICROSTRIP

Se puede observar que los resultados de este diseño son muy satisfactorias, ya que no se produce casi ningún desapuntamiento y que las componentes de contrapolar son despreciables respecto a las componentes de copolar.

En cuanto a las eficiencias, el resultado es el siguiente:

Eficiencia de radiación	71.76%
Eficiencia total	70.16%

TABLA 4-8 EFICIENCIAS DEL PARCHÉ ALIMENTADO POR MICROSTRIP

4.4.2 Alimentación con sonda coaxial

En este caso la estructura del parche es más simple como se muestra en la siguiente figura:

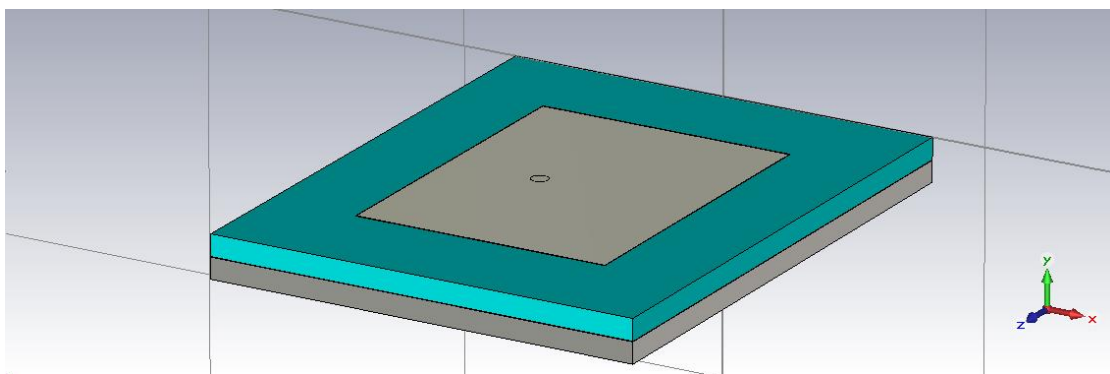


FIGURA 4-14 PERSPECTIVA DEL PARCHÉ ALIMENTADO CON LÍNEA MICROSTRIP

Tanto los materiales como las medidas se mantienen de la sección anterior, solo se cambia la forma de alimentar el parche, tal como se muestra en las siguientes figuras:

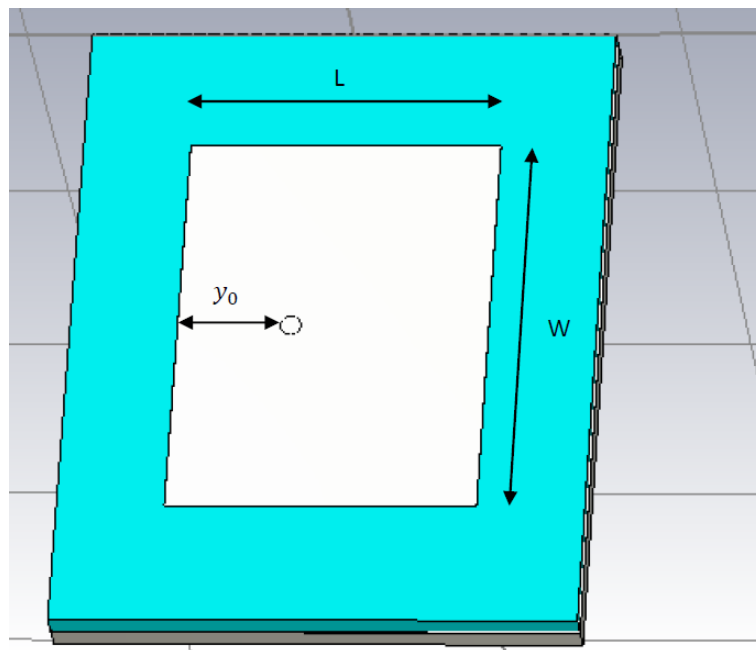


FIGURA 4-15 VISTA SUPERIOR DEL PARCHE

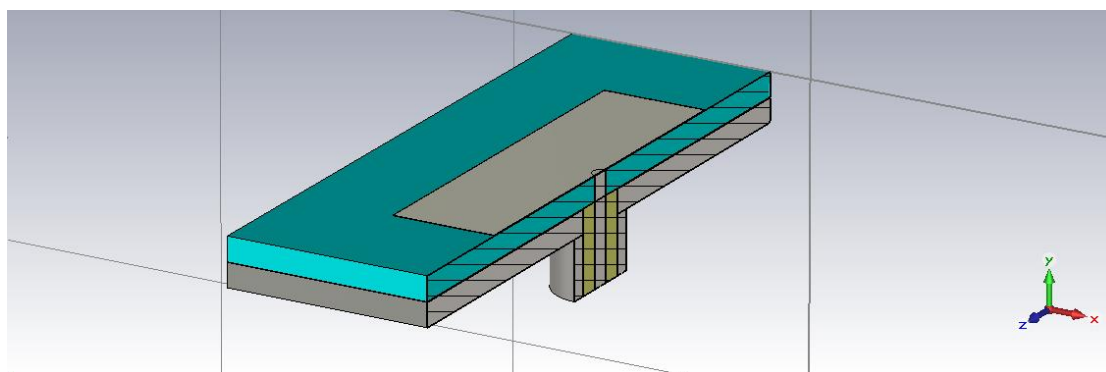


FIGURA 4-16 CORTE DE PLANO YZ

Tras simular con un mallado fino, el resultado es el siguiente:

Parámetro S11:

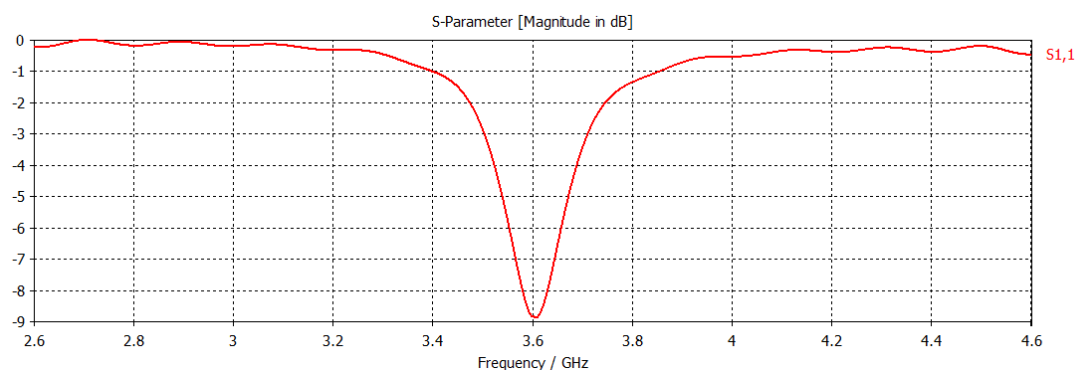


FIGURA 4-17 PARÁMETRO S11 DEL PARCHE ALIMENTADO CON SONDA COAXIAL

Diagramas de radiación:

Plano E (variando ϕ , $\theta=90^\circ$):

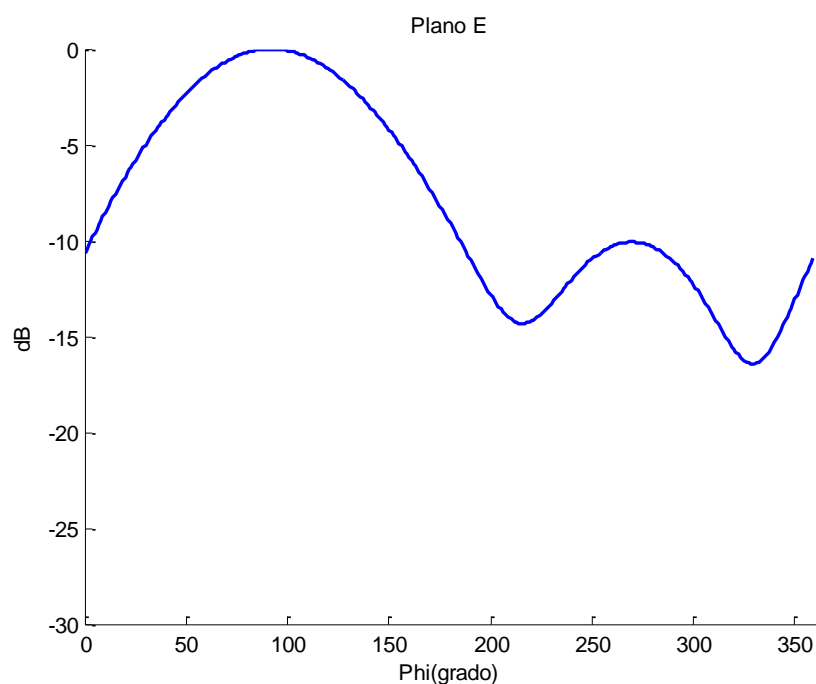


FIGURA 4-18 PLANO E DEL PARCHE ALIMENTADO POR SONDA COAXIAL

La componente contrapolar del diagrama anterior está por debajo de -150 dB, para una mejor visualización no se ha mostrado en la Figura 4-18

Plano H (variando θ , $\phi=90^\circ$):

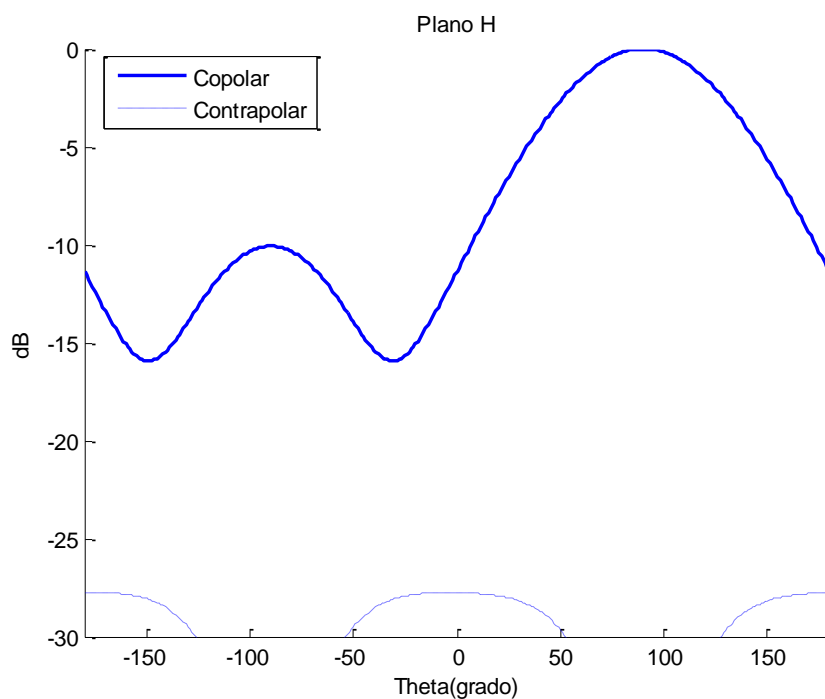


FIGURA 4-19 PLANO H DEL PARCHE ALIMENTADO POR SONDA COAXIAL

El nivel de la componente de contrapolar está por debajo de -25 dB por lo que sólo se aprecian los picos.

Los valores interesados de los diagramas son:

Planos	Plano E		Plano H	
Componentes	Copolar	Contrapolar	Copolar	Contrapolar
Magnitud del lóbulo principal (dB)	4.7	-154.4	4.7	-23.1
Dirección de máximo apuntamiento (°)	92	102	90	175
SLL (dB)	-10.1	-2.5	-10.1	-
BW_{-3dB} (°)	96	84.6	85.5	115.2

TABLA 4-9 VALORES DE LOS DIAGRAMAS DE RADIACIÓN DEL PARCHE ALIMENTADO POR Sonda COAXIAL

Las eficiencias son:

Eficiencia de radiación	74.55%
Eficiencia total	64.7%

TABLA 4-10 EFICIENCIAS DEL PARCHE ALIMENTADO POR Sonda COAXIAL

Se puede observar que los dos diseños poseen una radiación hacia atrás, debida al plano de masa finito, lo que ocurre en los casos reales. El primer diseño posee una adaptación mejor que el segundo, por lo tanto, para diseñar las antenas requeridas, se opta por el parche alimentado con línea microstrip.

5 Integración, Fabricación y Resultado

5.1 Integración

El teorema de reciprocidad de los diagramas indica que los diagramas de radiación en recepción y en transmisión de una antena son el mismo, entonces basta con que diseñemos solamente una antena. Sin embargo necesitamos dos vías de alimentación ya que el transceptor WiMAX dispone dos puertos dedicados a ello.

Por otra parte, se requiere que las dos antenas dispongan polarizaciones lineales perpendiculares entre sí. Debido a que la polarización de un parche rectangular viene dada por la dirección de las corrientes excitadas en la superficie conductora del mismo, la polarización de nuestro parche tiene la misma dirección que la longitud, es decir, para tener polarizaciones lineales perpendiculares entre sí simplemente hay que colocar los dos parches perpendiculares entre sí.

En la Figura 5-1 se muestra una idea de cómo integrar las dos antenas:

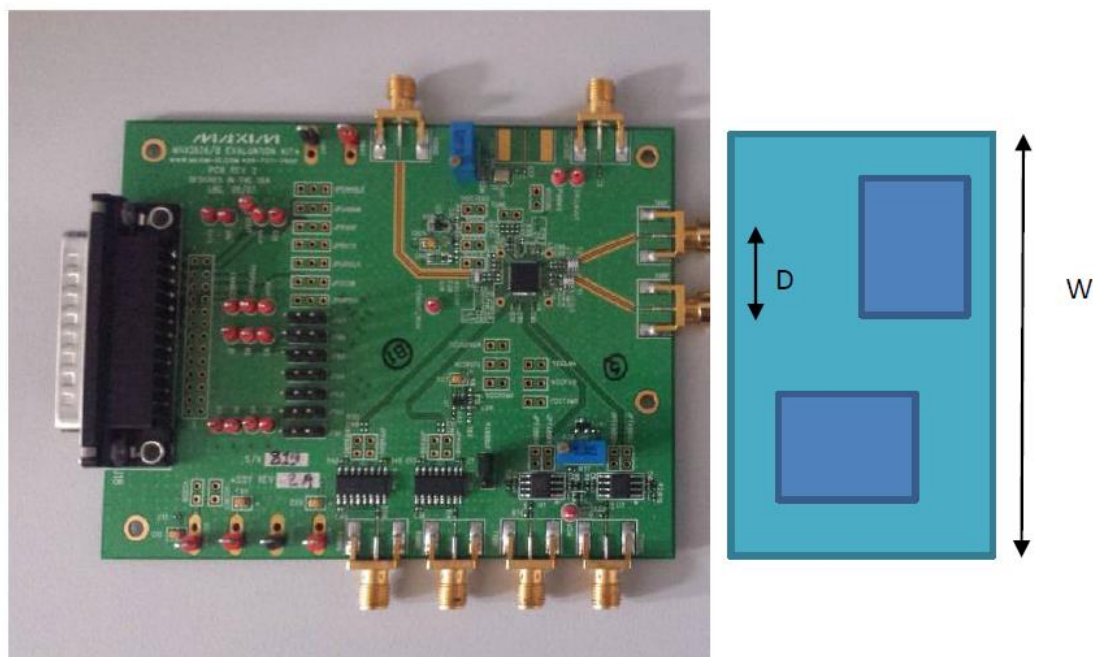


FIGURA 5-1 TRANSCEPTOR WiMAX Y EL ESQUEMA DE LA PLACA

Para ello, primero ha de tomar las medidas del transceptor WiMAX. Más en concreto la distancia entre los dos puertos (D) y la anchura del transceptor (W). Las medidas tomadas son:

Anchura del transceptor (W)	8.9 cm
Distancia entre los dos puertos (D)	1.5 cm

TABLA 5-1 MEDIDAS TOMADAS DEL TRANSCEPTOR

Se ve necesario realizar una extensión de la línea de la alimentación del primer parche ya que se veía muy cercano del borde de la placa. Simplemente aumentar la longitud de la pista ya que tanto la impedancia de entrada, la de la carga como la impedancia característica es la misma [5].

Se ha diseñado la pista de alimentación para el segundo parche con ADS, donde la anchura de la pista se conserva, la longitud y el recorrido se ha dejado como parámetros de diseño. El esquemático es el siguiente:

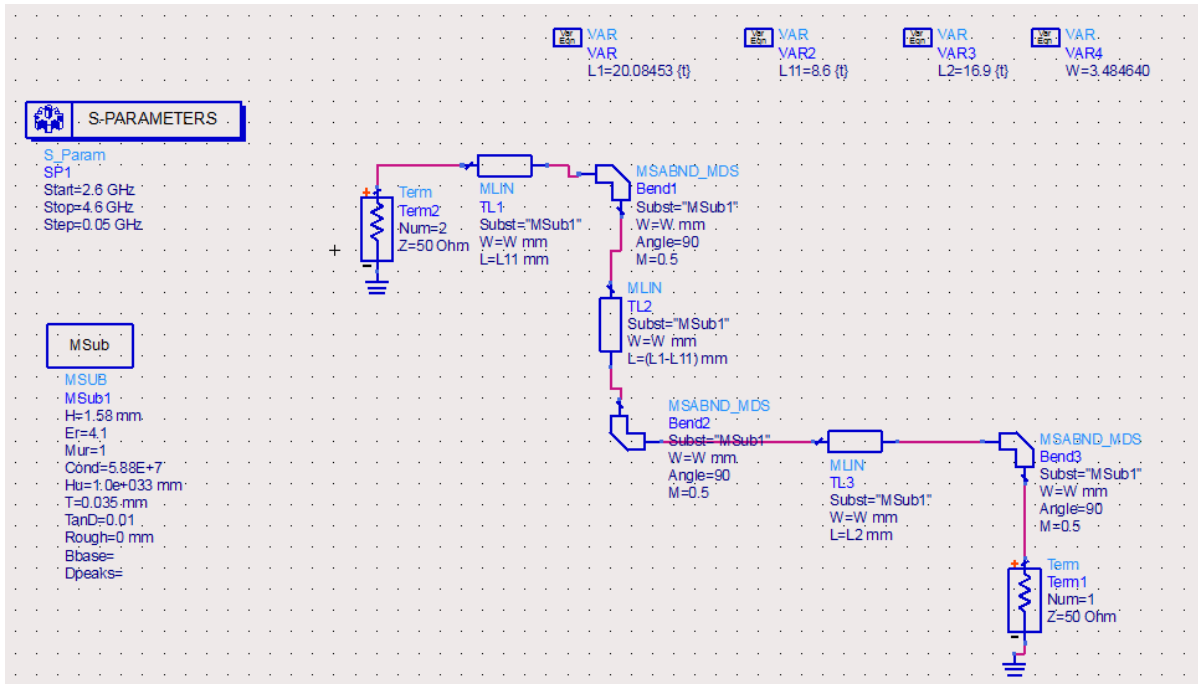


FIGURA 5-2 ESQUEMÁTICO DE LA ALIMENTACIÓN

La reflexión y transmisión de la pista se muestra en la siguiente figura:

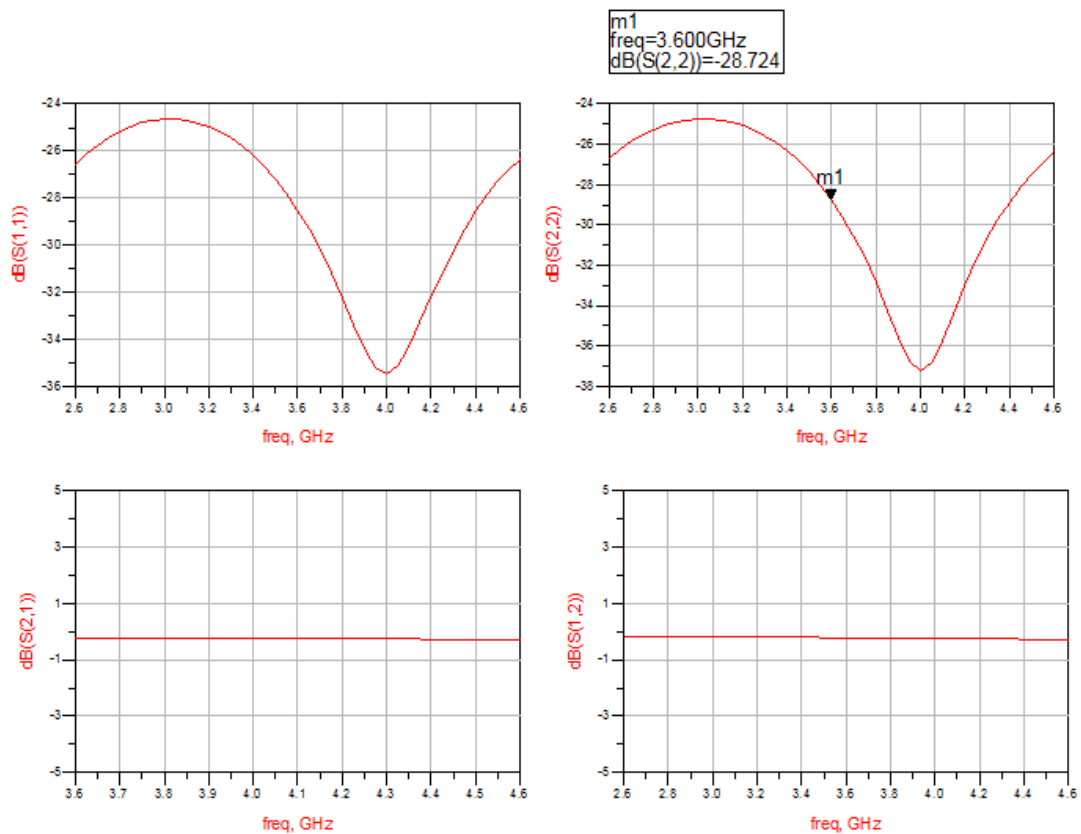


FIGURA 5-3 PARÁMETROS S DE LA ALIMENTACIÓN

Como era de esperar, los parámetros S12 y S21 tienden a ser 0 dB. A continuación se exporta la pista en formato .dxf para poder importarla en CST:

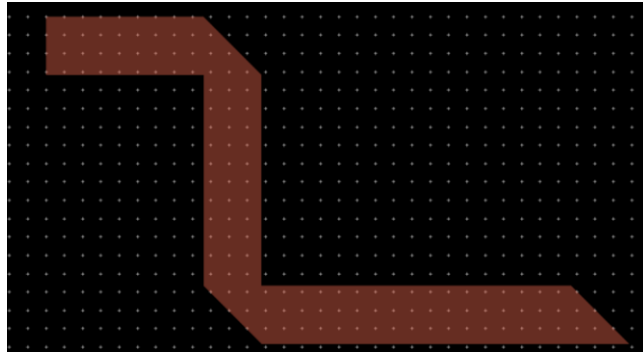


FIGURA 5-4 PISTA GENERADA CON ADS

Tras importar la pista de alimentación para el segundo parche, y realizar el cambio de longitud del primer parche, se ajustan las pistas a la posición de los puertos. La placa que contiene las dos antenas se queda de la siguiente forma:

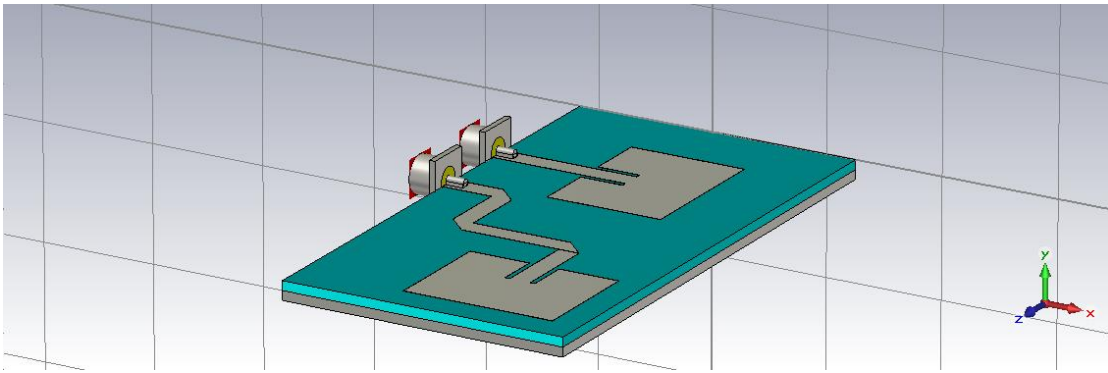


FIGURA 5-5 PLACA DISEÑADA PARA LAS DOS ANTENAS

5.2 Fabricación

Se fabrica la placa definitiva en el taller de circuitos impresos de la EPS (UAM). En este caso no ha habido necesidad de hacer taladros para poder sujetar la placa posteriormente a la hora de medir, ya que se puede unir directamente al conector.

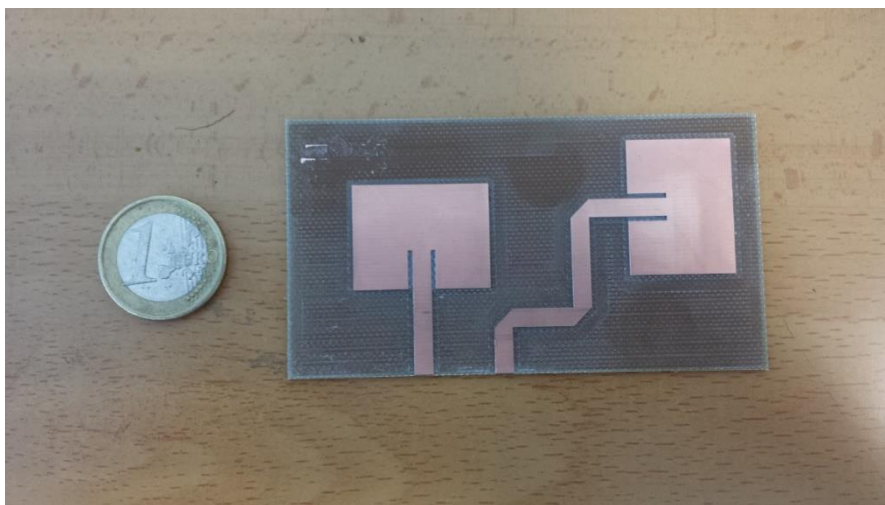


FIGURA 5-6 PLACA FABRICADA

Se preparan los conectores SMA para la soldadura cortando dos patas, quedando solamente con las otras dos.

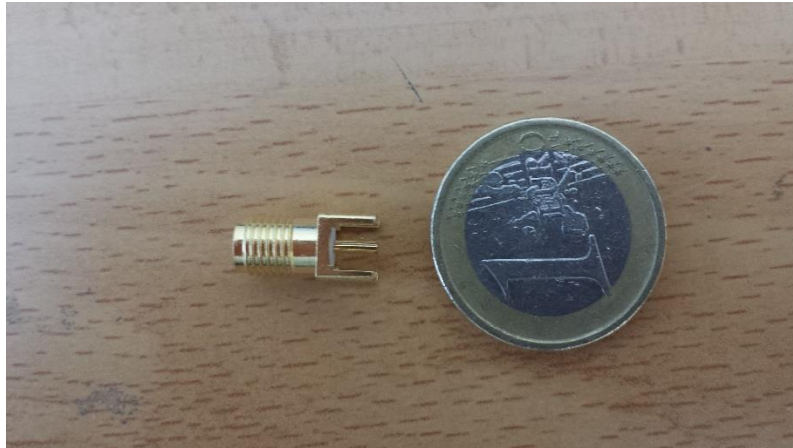


FIGURA 5-7 TAMAÑO REAL DEL CONECTOR SMA

El siguiente paso es soldar las dos entradas con estaño y con soldador de punta fina.

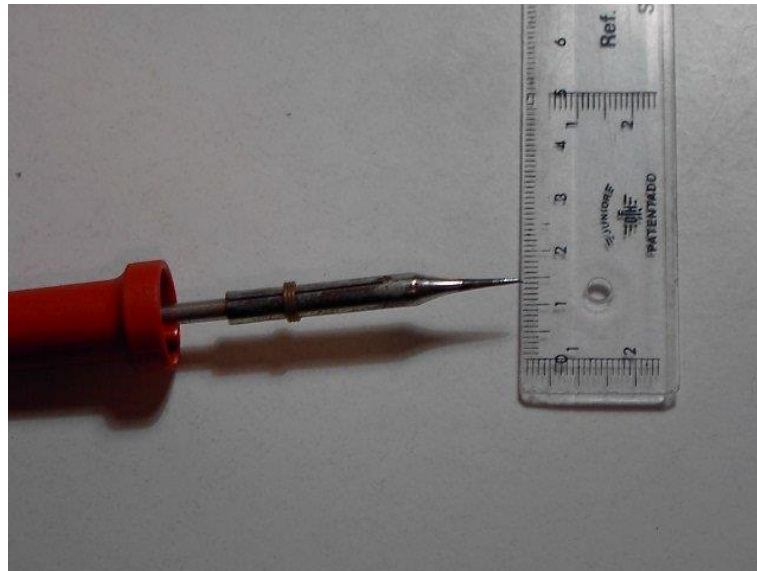


FIGURA 5-8 SOLDADOR DE PUNTA FINAS

Se sueldan los conectores asegurando el contacto con el plano de masa de la placa y evitando el cortocircuito que pueda producir. La soldadura tiene que cubrir todo sin dejar espacios en el aire. El resultado final se muestra en la Figura 5-9.

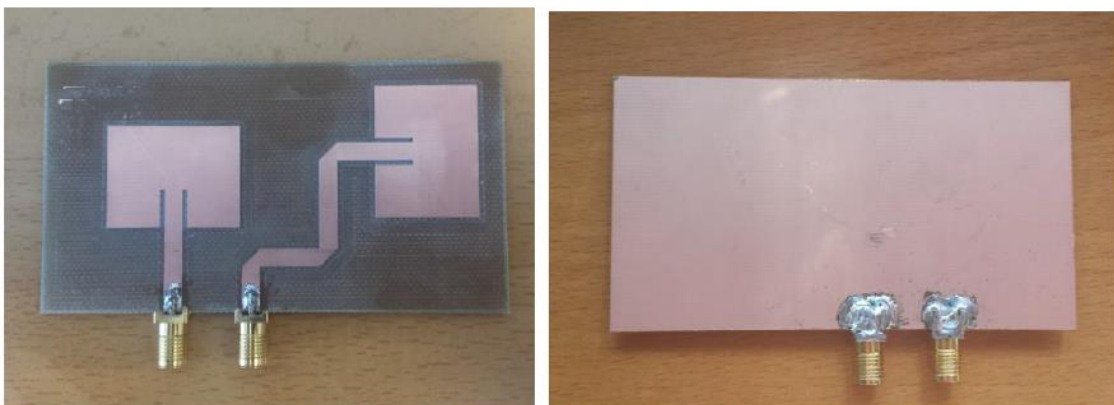


FIGURA 5-9 RESULTADO FINAL

Se comprueba que las antenas fabricadas se encajan perfectamente con el transceptor con el chip MAX2838.

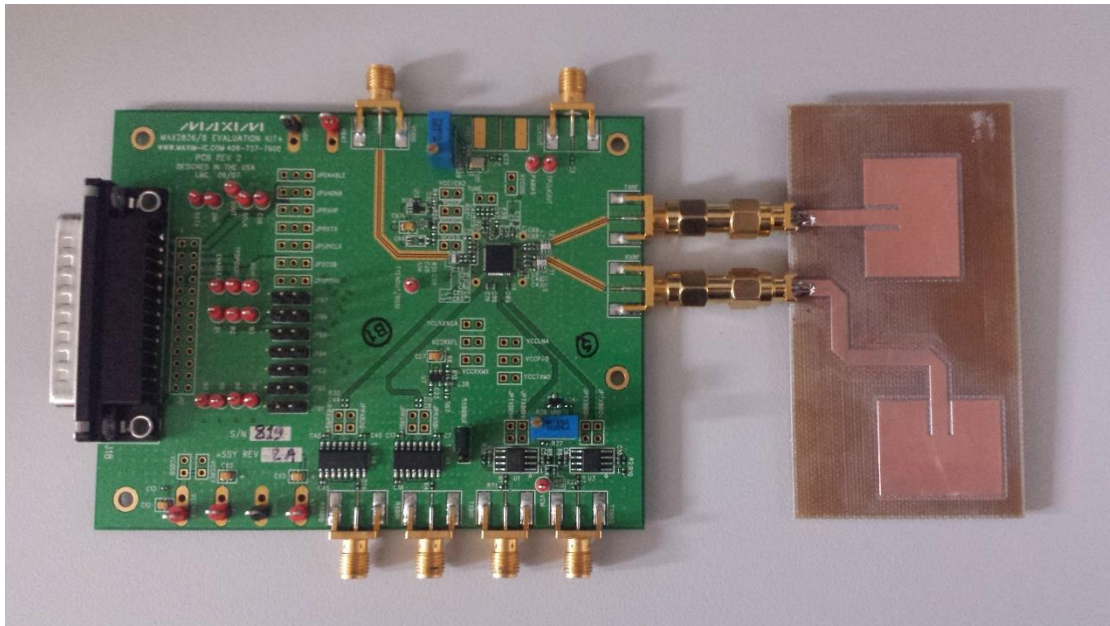


FIGURA 5-10 CONEXIÓN AL CHIP MAX2838

5.3 Medidas

En esta sección se muestran el proceso para medir y las medidas tomadas en la cámara anecoica. La cámara anecoica es un recinto con un blindaje metálico en sus paredes, forradas con material diseñado para absorber en su totalidad las reflexiones producidas por ondas electromagnéticas, con el fin de aislar cualquier tipo de influencia externas y simular condiciones de espacio libre en su interior. La siguiente imagen es la cámara anecoica de la Escuela Politécnica Superior (UAM):

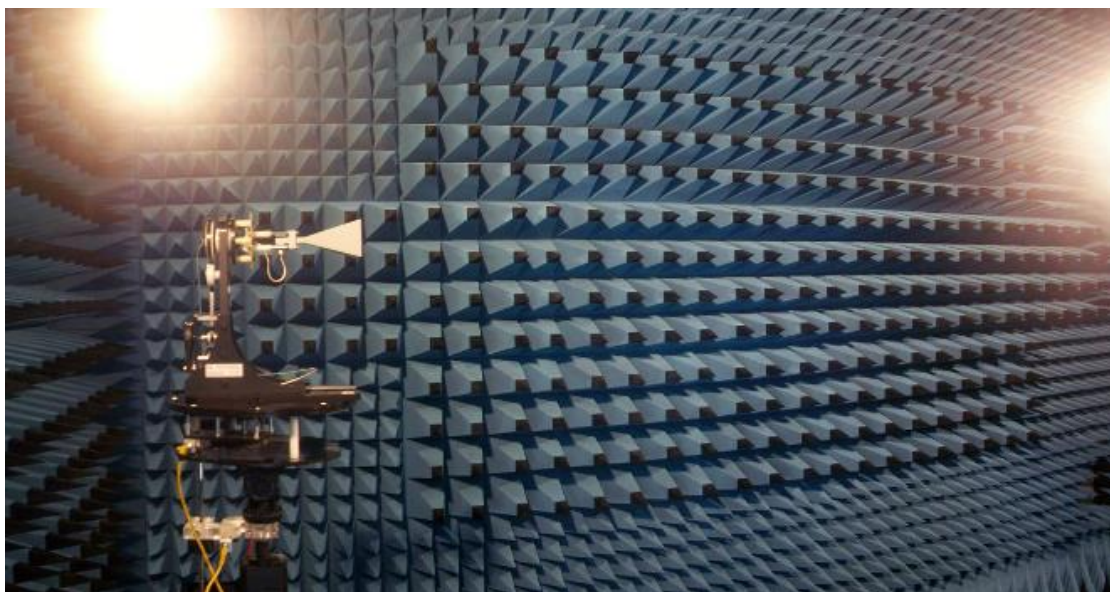


FIGURA 5-11 CÁMARA ANECOICA DE LA ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR DE LA UAM

5.3.1 Reflexión y acoplos

Se evalúan los parámetros S de los dos parches con la ayuda del analizador de redes, modelo E5071C-2K5 [11] (Ver Anexos). Para ello, se ha de conectar el puerto 1 del analizador al parche recto, y el puerto 2 al parche doblado. Para evitar interferencias, se coloca encima de las antenas un material que absorbe las reflexiones producidas.

Después de realizar las medidas de los parámetros S de los dos parches, se genera un fichero .s2p. Se compara con las simulaciones tal como se muestra en la Figura 5-12. Se puede observar que se ha producido una desviación de frecuencia de 0.04 GHz en el parche de alimentación recto. También resulta evidente un empeoramiento del nivel de reflexión.

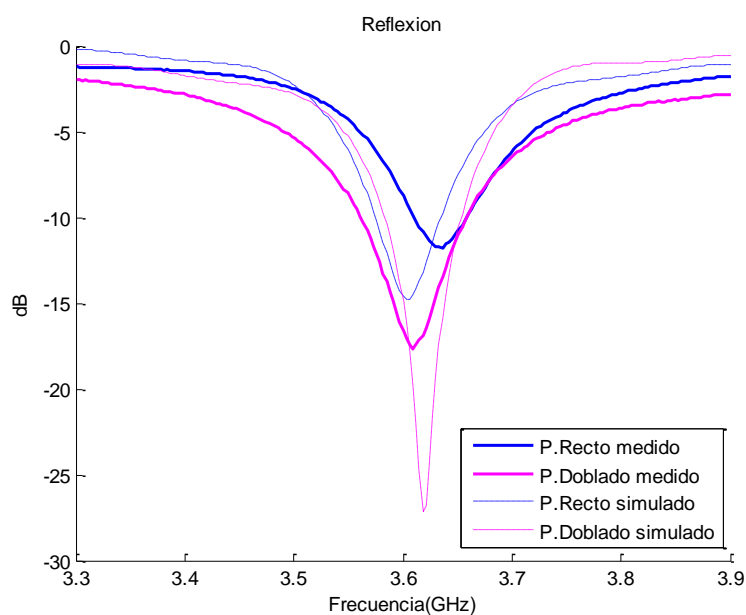


FIGURA 5-12 MEDIDA DE LA REFLEXIÓN COMPARADA CON LA SIMULACIÓN

Por otro lado, los acoplos mutuos sí que son bastante parecidos y relativamente bajos:

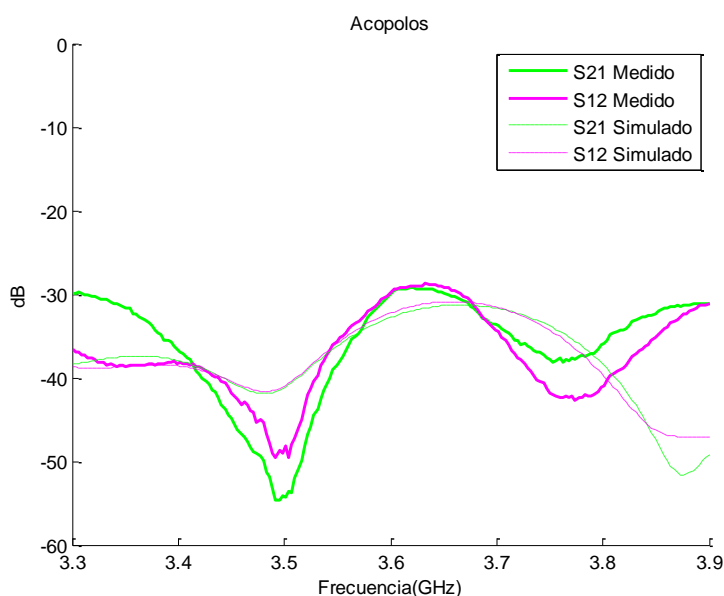


FIGURA 5-13 ACOPLS MEDIDOS Y SIMULADOS DE LOS PARCHES

5.3.2 Diagrama de radiación y ganancia

Otra medida que se realiza es el diagrama de radiación. Para ello, es necesario tomar ocho medidas: componente copolar y contrapolar de plano E y H de ambos parches. Los planos se han definido de la siguiente manera:

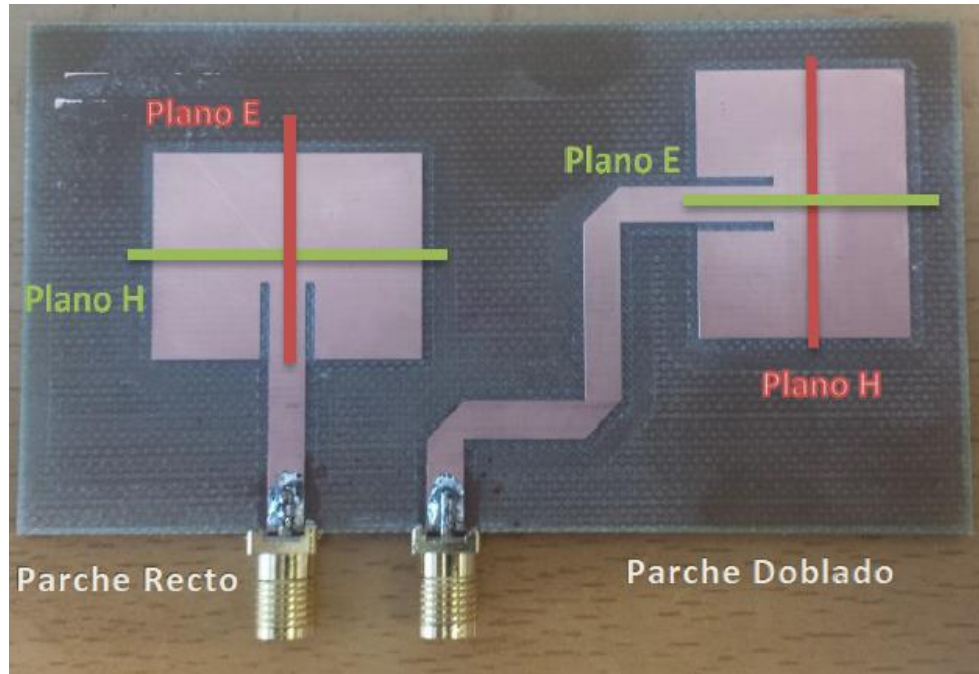


FIGURA 5-14 DEFINICIÓN DE LOS PLANOS

Para tomar medidas del plano H del parche recto y del plano E del parche doblado, es decir, los planos marcados en verde en Figura 5-14, se ha de girar la antena según la flecha 1 de la Figura 5-15 (girar la rueda). Para medir el plano E del parche recto y el plano H del parche doblado, es decir, los planos rojos, se ha de girar la antena según la flecha 2 (girar el plato).



FIGURA 5-15 COLOCACIÓN DE LA ANTENA

Debido a la limitación mecánica, no se podía situar el parche en el punto de la máxima radiación de la antena receptora, lo que producirá un desapuntamiento del lóbulo principal.

En la Escuela Politécnica Superior se disponen de varias bocinas cuya frecuencia de trabajo cubre hasta 20 GHz. Puesto que nuestra antena trabaja a 3.6 GHz, se usan las bocinas de bajas frecuencias para calibrar el sistema, que se muestra en la imagen siguiente:

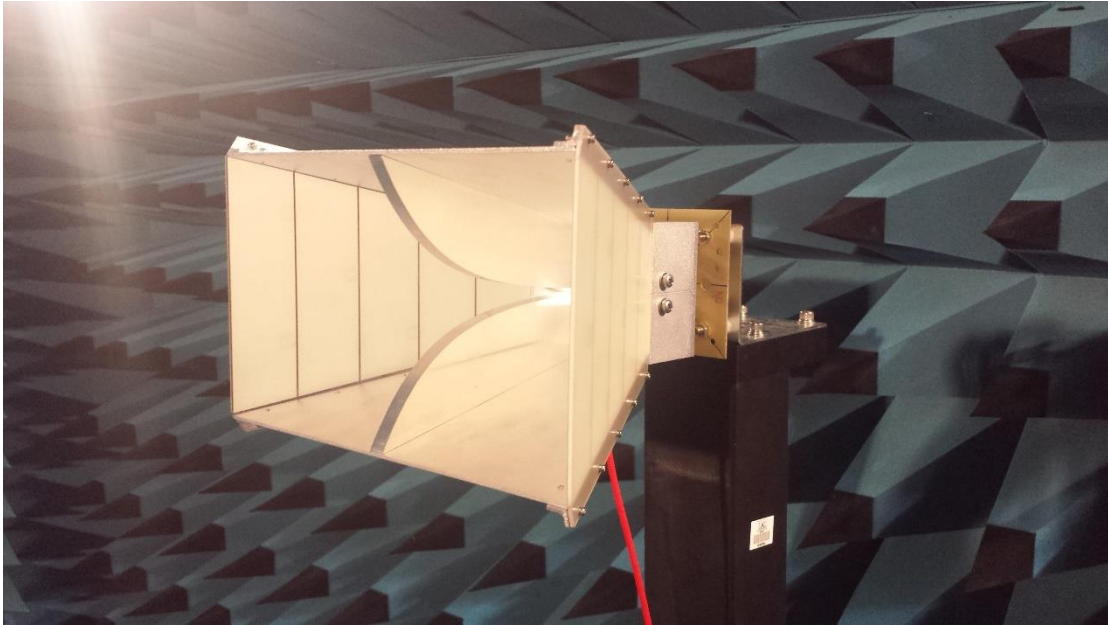


FIGURA 5-16 BOCINA CUYA FRECUENCIA DE TRABAJO ES HASTA 8 GHz

Para medir todas las componentes del campo, hay que cambiar la bocina receptora de polarización horizontal o vertical según los componentes que se vayan a medir, tal como se muestra en la siguiente figura.

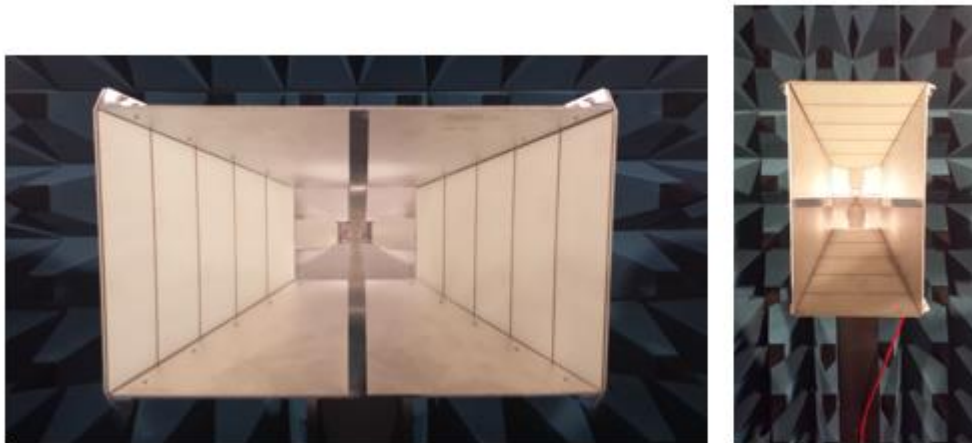


FIGURA 5-17 POLARIZACIONES DE LA BOCINA RECEPTORA

La potencia disponible en el receptor viene dado por:

$$P_{dr} = P_{et} + G_t + G_r - L_{tt} - L_{tr} - L_p \quad (5.1)$$

Siendo

$$P_{et} = \text{Potencia entregada por el transmisor}$$

$G_t = \text{Ganancia de la antena transmisora}$

$G_r = \text{Ganancia de la antena receptora}$

$L_{tt} = \text{Pérdida del cable en transmisión}$

$L_{tr} = \text{Pérdida del cable en recepción}$

$L_p = \text{Pérdida de propagación}$

Para calibrar el sistema, es decir, se fijan las bocinas de forma que estén apuntados en su máximo de la radiación, el balance de potencia queda de la siguiente forma:

$$P_{dr_boc} = P_{et_boc} + G_{t_boc} + G_{r_boc} - L_{tt} - L_{tr} - L_p \quad (5.2)$$

Tras la calibración se conocen los valores P_{dr_boc} , P_{et_boc} , G_{t_boc} , G_{r_boc} .

En segundo lugar se sustituye la bocina transmisora por nuestra antena.

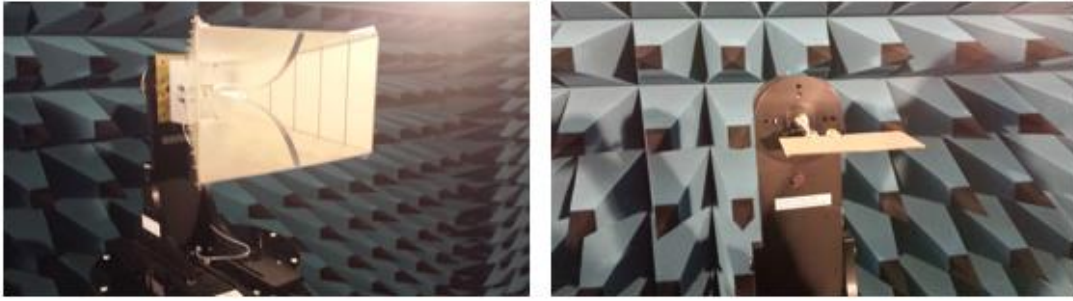


FIGURA 5-18 SUSTITUCIÓN DE LA ANTENA

El balance del enlace eléctrico se queda de la siguiente forma:

$$P_{dr_ant} = P_{et_boc} + G_{t_ant} + G_{r_boc} - L_{tt} - L_{tr} - L_p \quad (5.3)$$

Se sabe que en el analizador de redes se cumple:

$$S_{21} + P_1 = P_2 \quad (5.4)$$

Por lo que:

$$S_{21_boc} + P_1 = P_{dr_boc} \quad (5.5)$$

$$S_{21_ant} + P_1 = P_{dr_ant} \quad (5.6)$$

Teniendo en cuenta de que nuestra antena y la bocina tienen distintas dimensiones, el factor L_p es distinto para cada caso. Puesto que es una variación sutil, se desprecia. Si operamos con las ecuaciones anteriores, se obtiene la forma de hallar la ganancia de la antena:

$$S_{21_boc} - S_{21_ant} = G_{t_boc} - G_{t_ant} \quad (5.7)$$

Donde G_{t_ant} es el único valor incógnito.

Finalmente, los resultados del diagrama de radiación en ganancia son los siguientes, donde se comparan las medidas con las simulaciones:

Para los planos E y H el parche recto:

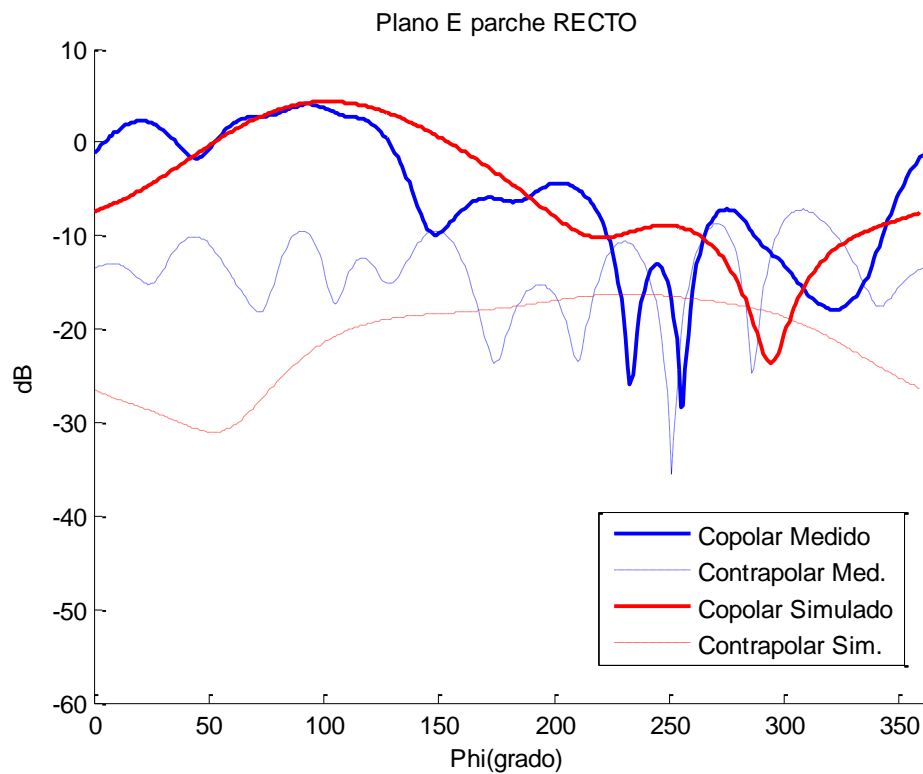


FIGURA 5-19 PLANO E DEL PARCHE RECTO

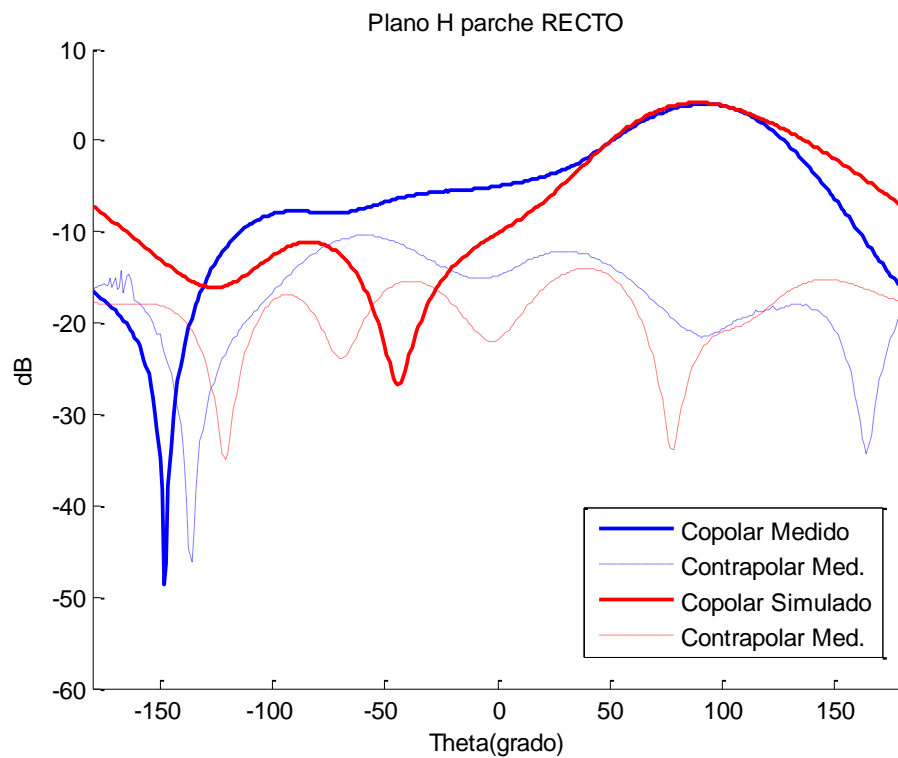


FIGURA 5-20 PLANO H DEL PARCHE RECTO

Para los planos E y H el parche doblado:

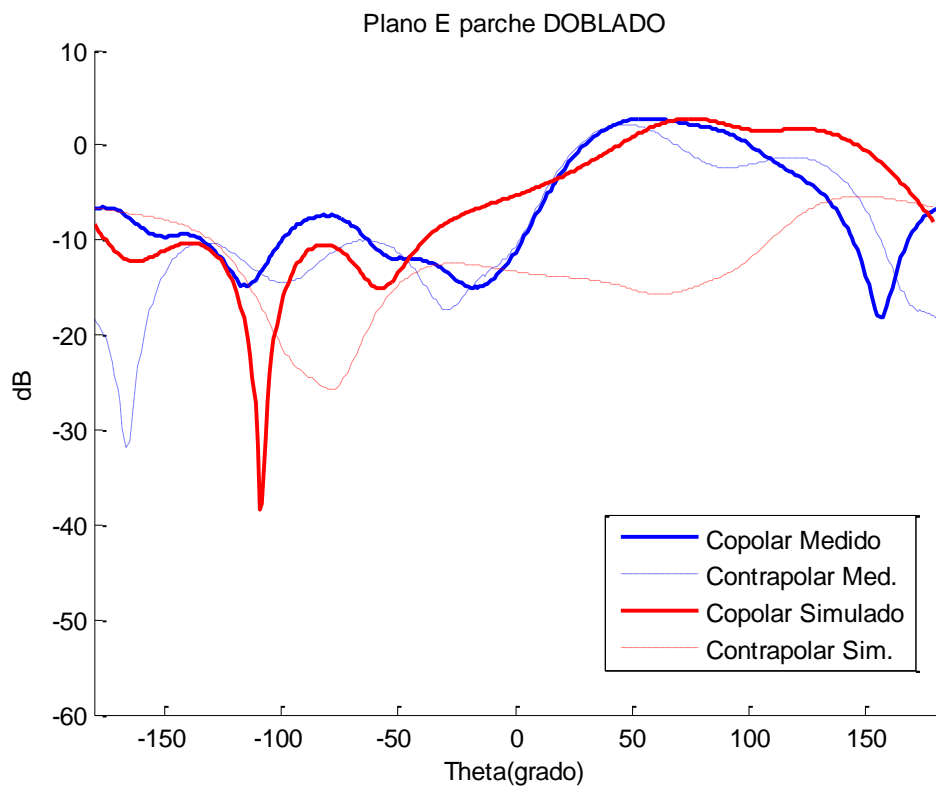


FIGURA 5-21 PLANO E DEL PARCHÉ DOBLADO

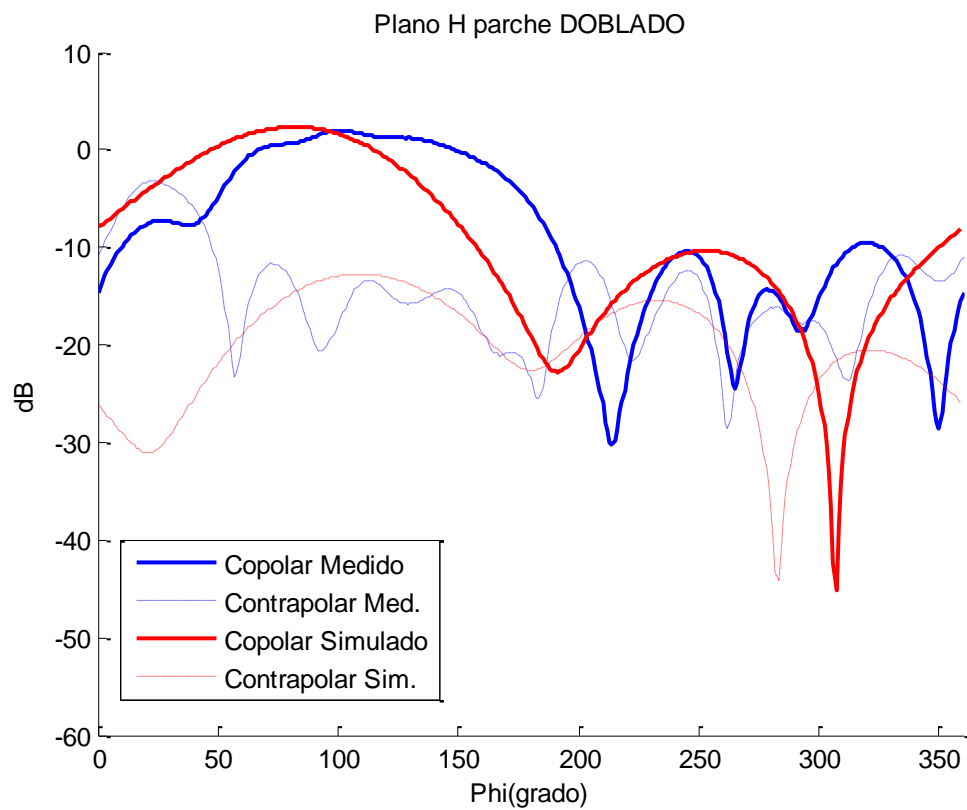


FIGURA 5-22 PLANO H DEL PARCHÉ DOBLADO

Para detallar un poco más los valores de los diagramas anteriores, se ha hecho la tabla siguiente que indica la ganancia de cada uno de los parches y el ángulo que se produce la máxima radiación:

Para las simulaciones:

	Parche Recto		Parche Doblado	
	Plano E	Plano H	Plano E	Plano H
Ganancia (dB)	4.366	4.12	2.807	2.353
Ángulo de máximo apuntamiento (°)	101	89	75	82

Para las medidas:

	Parche Recto		Parche Doblado	
	Plano E	Plano H	Plano E	Plano H
Ganancia (dB)	4.099	4.018	2.813	1.993
Ángulo de máximo apuntamiento (°)	92	90	58	101

TABLA 5-2 VALORES INTERESADOS DE LA GANANCIA DE LAS ANTENAS

Como se puede observar, se ha producido un desapuntamiento del lóbulo principal, esto puede ser debido a que la antena no está enfocada en el punto de máxima radiación de la antena receptora debido a la limitación mecánica tal como se ha explicado anteriormente.

6 Conclusiones y trabajo futuro

6.1 Conclusiones

En este Trabajo Fin de Grado se ha diseñado una antena tipo parche que trabaja en las frecuencias de banda WiMAX (frecuencia central de 3.6 GHz), que posteriormente se empleará como antena transmisora y receptora. Ambas antenas deben tener la polarización lineal y perpendicular entre sí.

En primer lugar, se diseña el parche rectangular de acuerdo con el modelo de cavidad y de línea de transmisión en código Matlab.

En segundo lugar, se simula el parche con dos tipos de alimentación en CST: alimentación con línea microstrip y alimentación con sonda coaxial. Tras la observación de resultados, se ha optado por el parche alimentado por línea microstrip.

A continuación se colocan las antenas para que tengan la polarización perpendicular entre sí y se diseñan las pistas de alimentación en ADS. Tras la importación e integración de la pista, se simula el conjunto de las dos antenas en CST.

Por lo último, se fabrica la placa que contienen a las dos antenas y se toman las medidas. En las reflexiones y los acoplos se puede observar una similitud entre la medida y la simulación. En las medidas de radiación, se ha conseguido una ganancia de 4 dB para el parche con alimentación recta y 2.5 dB para el parche con alimentación doblada. Sin embargo, el parche con alimentación doblada sufre un desapuntamiento mientras que el parche con alimentación recta se ha logrado un apuntamiento broadside.

6.2 Trabajo futuro

Un trabajo futuro puede consistir en el aumento de ancho de banda de las antenas tipo parche. Para dicho propósito, se puede aumentar la altura del sustrato, diseñar una antena de acoplo por ranura, o introducir un segundo parche resonante. Con este mejoramiento se puede aumentar el ancho de banda hasta 10%.

También se sugiere el estudio de otros tipos de antenas para la misma funcionalidad.

7 Glosario

IEEE: Institute of Electrical and Electronics Engineers

BTS: Base Transceiver station

3D: Tres dimensiones

SHF: Super High Frequencies

GSM: Global System for Mobile Communications

TDT: Televisión digital terrestre

FA: Factor array

SLL: Side lobe level

FBR: Relación delante-atrás

IOV: In-Orbit Validation

8 Anexos técnicos

8.1 Datasheet

- A. Conector coaxial TE-Connectivity 5-1814832-1
- B. Conector coaxial HUBER+SUHNER 23-SMA-50-0-13/111_NE

8.2 Herramientas para las medidas

8.2.1 Analizador de redes

Un Analizador de Redes es una herramienta capaz de analizar las propiedades de las redes eléctricas, especialmente aquellas propiedades asociadas con la reflexión y transmisión de señales, conocidas como parámetro S (parámetros de dispersión).

Hay dos tipos principales de analizadores de redes:

- SNA (Scalar Network Analyzer): Analizador de redes escalar, mide propiedades de amplitud solamente.
- VNA (Vector Network Analyzer): Analizador de redes vectoriales, mide propiedades de amplitud y fase.

En la escuela dispone un analizador modelo E5071C-2K5, que tiene dos puertos y abarca frecuencias de 300 kHz hasta 20 GHz.



FIGURA 8-1 ANALIZADOR DE REDES MODELO E5071C-2K5

8.2.2 Kit de calibración

Para que las medidas sean correctas, es necesario eliminar todos los errores introducidos por los cables, conectores, etc. Por lo tanto se necesita una calibración del analizador.

En el kit Agilent HP 85033E dispone cuatro dispositivos de prueba llamados OPEN (red abierta), SHORT (red en corto circuito), LOAD (red en carga) para calibrar la reflexión y THRU (red conectada) para calibrar la transmisión, los cuales deben ser conectados a los puertos del analizador para que este pueda comparar y establecer la diferencia entre estos diferentes modos, estos datos son guardados en un registro y cada registro debe ser calibrado independientemente y en el momento en que se le haga una modificación a la red en estudio.



FIGURA 8-2 KIT DE CALIBRACIÓN AGILENT HP 85033E

9 *Bibliografía*

-
- [1] J. M. Campos, Antenas y Compatibilidad Electromagnética, 2014.
 - [2] J. M. Z. S. d. I. M. C. L. Constantino Pérez Vega, Sistemas de telecomunicación, UNIVERSIDAD DE CANTABRIA, 2007.
 - [3] eslanek, «aeromodelismovirtual.,» 2012. [En línea]. Available: <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbasees/phyopt/imgpho/polcls.gif>.
 - [4] L. J. J. S. A. Cardama, Antenas, EDICIONS UPC, 2002.
 - [5] Grupo de RadioFrecuencia Jorge A. Ruiz Cruz, «Medios de Transmisión,» Escuela Politécnica Superior, 2012.
 - [6] C. A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, John Wiley & Sons Inc, 1997.
 - [7] D.G.Fang, Antenna Theory and Microstrip Antennas, Science Press.
 - [8] TE-Connectivity, "octopart," [Online]. Available: <http://datasheet.octopart.com/5-1814832-1-TE-Connectivity---AMP-datasheet-21253715.pdf>.
 - [9] HUBER+SUHNER, «datasheets360,» [En línea]. Available: <http://www.datasheets360.com/pdf/521490640148622924>.
 - [10] Agilent, "Agilent," [Online]. Available: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-5478EN.pdf>.